

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"DISEÑO DE UNA RED DE COMUNICACIONES GUAYAGUIL - QUITO, UTILIZANDO
EL SISTEMA 16 - QAM",

TESIS DE GRADO

PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE:

INGENIERA EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

PRESENTADA POR:

MONICA AMELIA MESTANZA MORENO

GUAYAGUIL - ECUADOR

1.988

AGRADECIMIENTO

Al Instituto Ecuatoriano de Telecomunicaciones (I.E.T.E.L), por las facilidades prestadas .

Al Ing. JAIME SANTORO, Director de Tesis, por su gran ayuda en la realización del presente trabajo.

DEDICATORIA

- A mis padres
- A mi hermano
- A Roberto



ING. JAIME SANTORO DONOSO

DIRECTOR DE TESIS



ING. GUSTAVO GALINDO VELASCO

RECTOR DE LA ESPOL



ING. CESAR YEREZ F.

MIEMBRO DEL TRIBUNAL



ING. JUAN CARLOS AVILES

MIEMBRO DEL TRIBUNAL

Declaración Expresa

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR - POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).

Monica Mestanza Moreno

MONICA AMELTA MESTANZA MORENO

R e s u m e n

El término telecomunicaciones comprende todo procedimiento para transmitir información a distancias mayores de las normalmente alcanzadas por la voz humana, toda forma de telecomunicaciones presupone la conversión de la información a transmitir mediante un código determinado y a su desciframiento posterior, tales operaciones son siempre necesarias, aunque se realicen de diversos modos, y se encuadran en la teoría de las comunicaciones. Conscientes del desarrollo de dicha teoría, en los últimos tiempos, pasando de la tradicional tecnología analógica, a la moderna tecnología digital, se ha querido presentar en este trabajo conceptos teóricos y conocimientos prácticos para el diseño de un enlace digital por microondas.

En el Capítulo I, se presentan las ventajas de la modulación de amplitud en cuadratura y en especial de la de dieciseis niveles (16 - QAM). En el siguiente capítulo se presentan problemas en la transmisión de la señal tales como interferencias, desvanecimientos y la manera de solucionarlos mediante la técnica de diversidades. En el Capítulo III, presentamos métodos de diseño de circuito digital y finalmente en el Capítulo IV, se trata de

manera específica sobre el diseño de la red de comunicaciones Guayaquil - Quito , utilizando la técnica de modulación 16 - QAM.

Al final se pueden encontrar las conclusiones y recomendaciones que se derivan del presente estudio.

INDICE GENERAL

	<u>Pags.</u>
RESUMEN -----	6
INDICE GENERAL -----	8
INDICE DE TABLAS -----	13
INDICE DE FIGURAS -----	17
SIMBOLOGIA -----	25
INTRODUCCION -----	30
CAPITULO I	
TECNICAS DE MODULACION Y DEMODULACION -----	32
1.1. MODULACION -----	32
1.1.1. Significado de la Modulación -----	32
1.1.2. Modulación de amplitud en cuadratura (QAM)-----	33
1.2. DEMODULACION Y CALCULO DE LA TASA DE BITS ERRONEOS(BER)-	39
1.2.1. Métodos de demodulación fundamentales -----	39
1.2.2. Demodulación de la onda QAM y tasa de códigos -	
erróneos -----	42
1.2.3. Tasa de códigos erróneos y tasa de bits erróneos-	
(BER) -----	54
1.3. COMPOSICION DE MODULADOR Y DEMODULADOR -----	57

	<u>Págs.</u>
1.3.1. Modulador y demodulador de 16 - QAM -----	57
 CAPITULO II	
INTERFERENCIAS, DESVANECIMIENTOS Y TECNICA DE DIVERSIDADES---	68
2.1. INFLUENCIA DE LAS ONDAS INTERFERENTES -----	68
2.1.1. Interferencias por frecuencias -----	68
2.1.2. Clases de ondas interferentes -----	72
2.2. EVALUACION SOBRE LOS RUIDOS DE INTERFERENCIA -----	75
2.2.1. Factor de reducción de interferencia -----	75
2.2.2. Interferencia entre canales adyacentes -----	78
2.2.3. Interferencia entre transmisor y receptor-----	79
2.3. CARACTERES GENERALES DE DESVANECIMIENTOS -----	81
2.3.1. Clasificación de desvanecimientos -----	81
2.3.2. Influencia del desvanecimiento para los sistemas de radioenlace digitales -----	89
2.4. DIVERSIDAD -----	104
2.4.1. Clasificación de los métodos de diversidad-----	104
2.4.2. Diversidad de espacio -----	107
2.4.3. Diversidad de frecuencia -----	117
2.4.4. Igualador adaptativo -----	119
2.4.5. Efectos de las técnicas contra desvanecimientos--	124
 CAPITULO III	
METODOS DE DISEÑO DE CIRCUITO DIGITAL -----	130

	<u>Págs</u>
3.1. OBJETIVOS DEL CIRCUITO DE TRANSMISION -----	130
3.2. METODOS DE DISEÑO DE CIRCUITOS DIGITALES -----	132
3.2.1. Atribución de la C/N -----	132
3.2.2. Factores de degradación de la C/N equivalente--	136
3.2.2.1. Concepto y clasificación: -----	136
3.2.2.2. Factores de degradación que dependen - de los equipos físicos:-----	139
3.2.2.3. Distorsión variable de la forma de <u>on</u> <u>da</u> : -----	151
3.3. RUIDOS GAUSSIANOS -----	155
3.3.1. Clasificación -----	155
3.3.2. Ruidos térmicos -----	157
3.3.3. Ruidos de interferencia por parte de sistemas - del mismo tipo -----	158
3.3.3.1. Ruidos de interferencia y distribución Gaussiana -----	158
3.3.3.2. Interferencia entre canales adyacentes	159
3.3.3.3. Interferencia entre transmisor y recep tor:-----	163
3.3.3.4. Interferencia frente a espalda (F/B) y frente a lado (F/S):-----	165
3.3.3.5. Interferencia debida a un alcance <u>ex</u> <u>traordinario</u> :-----	170

	<u>Págs.</u>
CAPITULO IV	
DISEÑO DE LA RED DE COMUNICACIONES GUAYAQUIL - QUITO UTILIZAN DO LA TECNICA DE MODULACION 16 - QAM -----	172
4.1. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA 4/5L-DI -----	172
4.2. DIAGRAMA DE FLUJO SOBRE DISEÑO DE CIRCUITO (SISTEMA 16- QAM) -----	179
4.3. SELECCION DE SITIO -----	181
4.3.1. Diseño del trayecto de propagación -----	197
4.3.1.1. Decisión de la altura de la antena: ----	208
4.3.1.2. Estudio de la onda reflejada en caso de que no exista ninguna cumbre: -----	218
4.3.2. Decisión de la clase de antena emplearse-----	232
4.4. EVALUACIÓN DE LA CALIDAD DEL CIRCUITO TOTAL DEL SISTEMA 16 - QAM -----	238
4.4.1. Cálculo de la proporción de interrupción instantá nea en un tramo -----	238
4.4.2. Cálculo de la proporción de interrupción instantá nea debida a la distorsión de la forma de onda--	245
4.4.3. Cálculo de la proporción de interrupción instantá nea debida al ruido térmico y ruidos de interferen cia -----	263
4.4.4. Cálculo del coeficiente de aumento de la proporción de interrupción instantánea -----	283
4.4.5. Cálculo del coeficiente de mejoramiento por la di versidad de frecuencia -----	287

	<u>Pags.</u>
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES -----	295
APENDICES -----	299
BIBLIOGRAFIA -----	302

I n t r o d u c c i o n

La necesidad de transmitir informaciones con rapidez y a gran distancia data de época muy remota. Sistemas de señales acústicas, realizadas por lo general mediante instrumentos de percusión y señales ópticas, efectuadas por medio de humo durante el día y fuego durante la noche, fueron substituídos poco a poco por sistemas postales, telégrafo y teléfono de línea física hasta llegar a las comunicaciones inalámbricas; las mismas que han evolucionado significativamente en las últimas décadas.

Se puede decir que en la actualidad, todo sistema de comunicaciones se inclina al uso de la tecnología digital, y esto se debe a las ventajas que ofrece tales como mayor facilidad de adaptarse a la demanda creciente de tráfico, mediante el uso de redes de alta flexibilidad que puedan responder a las variaciones de tráfico; permite la construcción de equipos de alta confiabilidad y fácil mantenimiento gracias a que tiene una característica de ruido excelente, además se logran transmisiones a grandes distancias de muy alta capacidad y a costos más económicos, logrando una mayor eficacia de utiliza-

ción del espectro electromagnético. Nuestro país, integrado a esta evolución, requiere el uso de técnicas modernas. Es así como se plantea la posibilidad de enlazar las dos centrales telefónicas de tránsito nacional, ubicadas en Guayaquil y Quito, mediante un sistema de microonda digital.

Los objetivos son: determinar la ruta, analizar desvanecimientos e interferencias y evaluar la calidad del circuito. Se ha tratado de llevar una secuencia correcta en los temas tratados, a fin de que queden claros los conceptos teóricos que han de sostener a los cálculos finales y a cualquiera otros en similares circunstancias.

C A P I T U L O I

TECNICAS DE MODULACION Y DEMODULACION

1.1. MODULACION

1.1.1. Significado de la modulación

La modulación es una manipulación en que la forma de la se
ñal se convierte en la forma conveniente al circuito de
transmisión y la manipulación inversa de la modulación -
es la demodulación.

En la radiocomunicación, primero se genera una onda radio-
eléctrica, o sea la onda portadora, después su amplitud, fa
se o frecuencia varía conforme a la tensión de la señal de
la banda base (señal moduladora), esto es un método de la
modulación fundamental. La información de la señal se
traslada desde la gama de frecuencia de la banda base a la
gama de la onda portadora mediante el modulador y se trans
mite a través de los equipos transmisores y receptores, des

pués de esto mediante el demodulador la información se restaura en la gama de frecuencia de la banda base.

En la figura N° 1.1., se muestra el proceso de la radio comunicación digital, este proceso es igual que el proceso de radiocomunicación analógica en su mayor parte. La única diferencia radica en la forma de la señal de la banda base (o sea, señal digital o analógica), entonces los métodos de modulación y demodulación son distintos conforme a la forma de la señal.

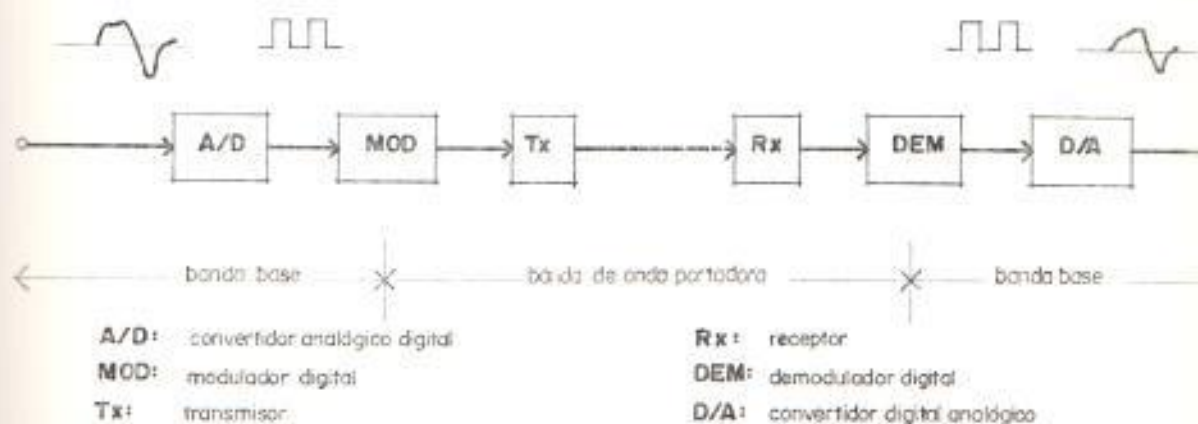


FIGURA N° 1.1. PROCESO DE MODULACION Y DEMODULACION DE SEÑAL DIGITAL

1.1.2. Modulación de Amplitud en cuadratura (QAM)

En los métodos de modulación: ASK, PSK, FSK, varía solamen

te un parámetro de la onda portadora sinusoidal como es la amplitud, fase y frecuencia, respectivamente, cada uno de ellos varía conforme a la tensión de la señal moduladora. Por otra parte se sabe que variando dos parámetros simultáneamente se pueden lograr algunos métodos de modulación más eficaz. La modulación de amplitud en cuadratura (QAM) es un representante de ellos y en ella varía la amplitud y la fase de la onda portadora simultáneamente, así tenemos:

- Modulación de fase mediante la QAM:

Los caracteres distintivos de la QAM, se pueden aprovechar principalmente en la transmisión multinivel cuyo número de niveles es superior a 16, aquí estudiamos sobre la transmisión cuadrivalente para facilitar la explicación.

En la figura N° 1.2., la onda PSK cuadrivalente (4-PSK) se logra mediante la combinación de dos ondas PSK bivalentes (2-PSK) mutuamente ortogonales. Sabemos que la onda 2-PSK puede ser generada por el método de la ASK bivalente, logramos que la señal 4-PSK sea compuesta de dos señales ASK bivalentes, y se tiene:

$$E(t) = e_1(t) - e_2(t)$$

$$= \frac{\psi_1}{2}(t) \cos(\omega_c t + \theta) - \frac{\psi_2}{2}(t) \sin(\omega_c t + \theta) \quad (1.1)$$

En donde $\psi_1(t)$ y $\psi_2(t)$, representan las formas de onda de los impulsos de la banda base bivalentes, independientes una de otra y $|\psi_1(t)| \leq 1, |\psi_2(t)| \leq 1$.

$E(t)$ también se muestra usando la envolvente (amplitud - compuesta) y el ángulo de fase como sigue:

$$E(t) = \frac{1}{2} \sqrt{|\psi_1(t)|^2 + |\psi_2(t)|^2} \cos\left\{ \omega_c t + \theta + \tan^{-1} \frac{\psi_2(t)}{\psi_1(t)} \right\}$$

Como la anchura de banda de transmisión de las señales $\psi_1(t)$ y $\psi_2(t)$, por lo general, está limitada, la altura del impulso resulta menor que 1 excepto el punto central del impulso (el momento de muestreo), por tanto el valor absoluto de $E(t)$ resulta menor que 1.

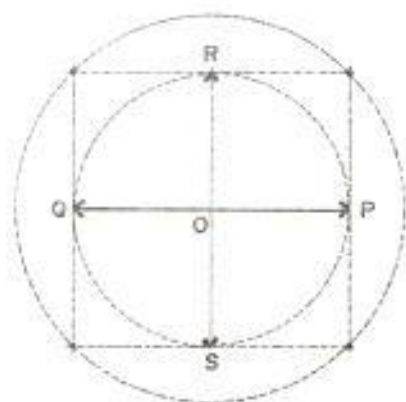


FIGURA N° 1.2. ONDA 4 - PSK (ONDA PSK CUADRIVALENTE)

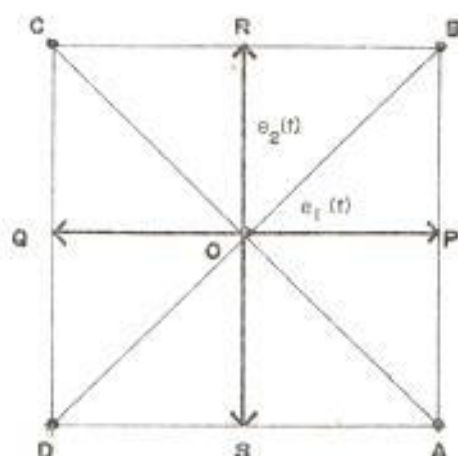


FIGURA N° 1.3. ONDA 4-PSK PRODUCIDA POR COMBINACION ORTOGONAL DE DOS ONDAS AM BIVALENTES.

Utilizando la figura N° 1.3., se nota que el trazado de $E(t)$ se mueve a lo largo del cuadrado regular ABCD y de las diagonales AC y BD, por eso $E(t)$ no representa una onda PM verdadera, pero en los momentos de muestreo la amplitud de $E(t)$ sigue siendo invariable, entonces la onda de $E(t)$ puede ser considerada como onda PSK.

Así la onda lograda mediante la combinación de dos ondas AM mutuamente ortogonales se llama onda QAM. La onda QAM se genera a base de onda AM que es la más sencilla y es fácil de tratarse, y se puede elegir los puntos dados en el plano de fase como elementos de código, mediante esto se puede realizar la asignación ideal de los elementos de código. Por tanto la QAM juega un papel importante en la transmisión multivalente.

- QAM multivalente:

En la figura N° 1.4., se muestran varios métodos de asignación de los elementos de código en el plano de fase bidimensional en cuanto a la modulación multivalente tomando la modulación de 16 niveles como ejemplo.

Para discutir sobre la tasa de bits erróneos de ellos, - basta lograr la razón entre la distancia A que es la distancia entre el origen de las coordenadas y el punto de un elemento de código más distante y la distancia más corta entre los elementos de código dados que es d , o sea A/d .

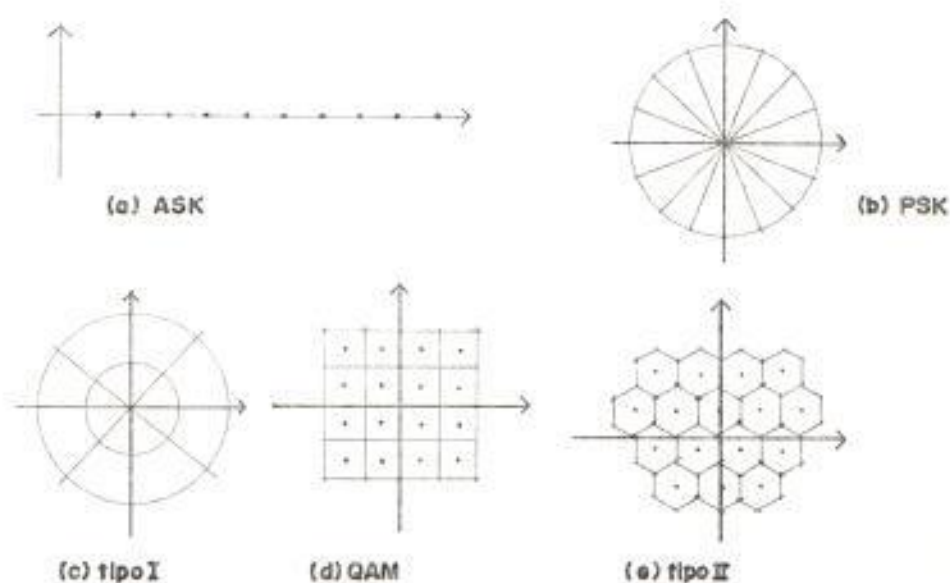


FIGURA N° 1.4. ASIGNACIONES DE CODIGO DE VARIOS TIPOS DE MODULACION MULTIVALENTE.

Los resultados de los cálculos se indican en la tabla N°1.1.

De esta tabla se nota que la asignación ideal de los elementos de código es la forma de nido de abeja que se representa por el tipo II, pero éste método requiere un modem muy complicado y no es práctico. Por otra parte el método de la QAM (asignación reticular) es comparativamente excelente en la característica de la S/N y se puede realizar utilizando la técnica de la modulación ortogonal que lleva información en las componentes de seno y coseno de la onda portadora, por tanto aventaja a otros métodos en la facilidad de fabricación. Ver figura N^o 1.4.d.

La QAM de la asignación reticular se logra componiendo dos ondas AM n-valentes ($n=2^m$) ortogonales en una onda por eso el número de los elementos de código es n^2 .

Ahora siendo $\psi_1(t)$ y $\psi_2(t)$ las señales de la banda base que tienen amplitud n-valente, respectivamente y tomando $|\psi_1(t)| \leq 1$ y $|\psi_2(t)| \leq 1$, la onda QAM de amplitud unitaria $E(t)$ se representa también por la ecuación (1.1). Suponemos que $E(t)$ tiene 2^{2m} elementos de código; si $m = 1$, todos los puntos (o sea, cuatro puntos) quedan a la misma distancia desde el origen de las coordenadas, y la asignación de los elementos de código coincide con la de la 4-PSK. En caso de $m=2$, se llama 16-QAM. La 16-QAM es un método de modulación que se emplea amplia

mente hoy en día en sistemas de radioenlace digitales - de alta eficiencia. Igualmente en el caso de $m=3$ y $m=4$ se logran la 64-QAM y la 256-QAM, respectivamente, en las cuales el número de los elementos de código aumenta bastante en comparación con el aumento de la información a transmitirse.

modos de modulación	ASK	PSK	tipo I	QAM	tipo II
A/d	16	256	26	212	208

TABLA N° 1.1. COMPARACION DE LAS POTENCIAS REQUERIDAS EN MODULACION MULTIVALENTE (16 NIVELES).

1.2. DEMODULACION Y CALCULO DE LA TASA DE BITS ERRONEOS (BER)

1.2.1. Métodos de demodulación fundamentales

La demodulación es una manipulación en la cual la información trasladada en la banda de onda portadora mediante la modulación se traslada otra vez a la banda base. Existen dos métodos de demodulación principales, (1) el método en el cual la componente variable contenida en la onda modu

tada, se detecta directamente. (2) El método en el cual, comparando la onda modulada con una onda no modulada, se detecta la parte de diferencia entre ellas. El primero es un método de demodulación que no requiere la referencia de fase para demodular la onda modulada y se llama detección no coherente. La detección de envolvente para la AM y la detección por el discriminador de frecuencias para la FM son representativas de la detección no coherente. El segundo, en cambio, es un método que requiere una onda portadora de referencia cuya fase ya está conocida para lograr la onda portadora originaria antes del proceso de modulación. Este método se llama detección coherente. La detección coherente se utiliza también tanto para la AM como para la FM. Para la PM solamente es aplicable la detección coherente. Empleando ciertas ecuaciones el proceso de demodulación se representa como sigue: Suponiéndose que en la onda modulada $E_0(t)$ la amplitud y la fase varían simultáneamente (variación de amplitud $S_0(t)$, variación de fase $\psi_0(t)$, y siendo 1 la amplitud y 0 la fase inicial de la onda portadora no modulada, se tiene:

$$E_0(t) = S_0(t) \cos\{\omega_c t + \psi_0(t)\} \quad (1.3)$$

En caso de la detección coherente para sacar:

$$S_0(t) \text{ o } \psi_0(t)$$

y lograr la señal de la banda base se emplea el

método del producto en el cual la onda $E_0(t)$ se multiplica con una onda $E_s(t) = \cos(\omega_c t + \theta_s)$ cuya frecuencia angular es la misma que la de $E_0(t)$ y cuya fase es distinta de la de $E_0(t)$ en θ_s . La detección coherente también se llama detección de producto. Es decir, se tiene,

$$E_s(t) \cdot E_0(t) = S_0(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta_s) \cos(\omega_c t + \psi_0(t))$$

$$= \frac{1}{2} S_0(t) \{ \cos(\theta_s - \psi_0(t)) + \cos(2\omega_c t + \theta_s + \psi_0(t)) \} \quad (1.4)$$

Si se quita la componente de alta frecuencia, la señal de salida después de la detección coherente resulta proporcional tanto a la componente variable de amplitud $S_0(t)$ - como al coseno de la diferencia de fase entre dos ondas portadoras $\{\theta_s - \psi_0(t)\}$.

Si $\psi_0(t) = 0$ (no hay componente variable de fase), la señal de salida resulta proporcional a $S_0(t) \cdot \cos\theta_s$. Es decir, en caso de que $E_s(t)$ tiene la misma fase que $E_0(t)$, o sea, $(\theta_s = 0)$ la señal de salida resulta máxima en amplitud. En cambio si la fase de $E_s(t)$ es perpendicular a la de $E_0(t)$, o sea $(\theta_s = \pi/2)$, la señal de salida resultante es 0. Estas son las características fundamentales de la detección coherente.

1.2.2. Demodulación de la onda QAM y tasa de códigos erróneos

Aquí presentaremos brevemente la demodulación de la onda - 16-QAM y las tasas de códigos erróneos tanto para la 16-QAM como para la QAM-multivalente:

- 16 QAM

En cuanto a las ondas QAM, solamente la onda QAM de 16 niveles (16-QAM) o de más altos niveles satisfacen la condición de que la amplitud y la fase llevan información simultáneamente (este es uno de los caracteres distintivos de la QAM), por tanto tratamos a la onda 16-QAM como la representativa.

En la figura N^o 1.5., se muestra un ejemplo de los demoduladores 16-QAM.

En la figura N^o 1.6., se muestra la asignación de los elementos de código de una onda portadora recibida. La onda 16-QAM contiene información tanto en la fase como en la amplitud, entonces esta onda tiene que demodularse mediante la detección coherente. En el demodulador de la figura N^o 1.5., la onda recibida se divide en dos partes, las cuales se detectan coherentemente por dos ondas portadoras de referencia cuyas fases son distintas -

en 90° una de otra (los ejes de I y Q representan tales fases). Las salidas de detección en los ejes I y Q deciden cuál elemento de código ha sido recibido de los 16 elementos de código, y según este elemento de código se restauran cuatro trenes de impulsos bivalentes.

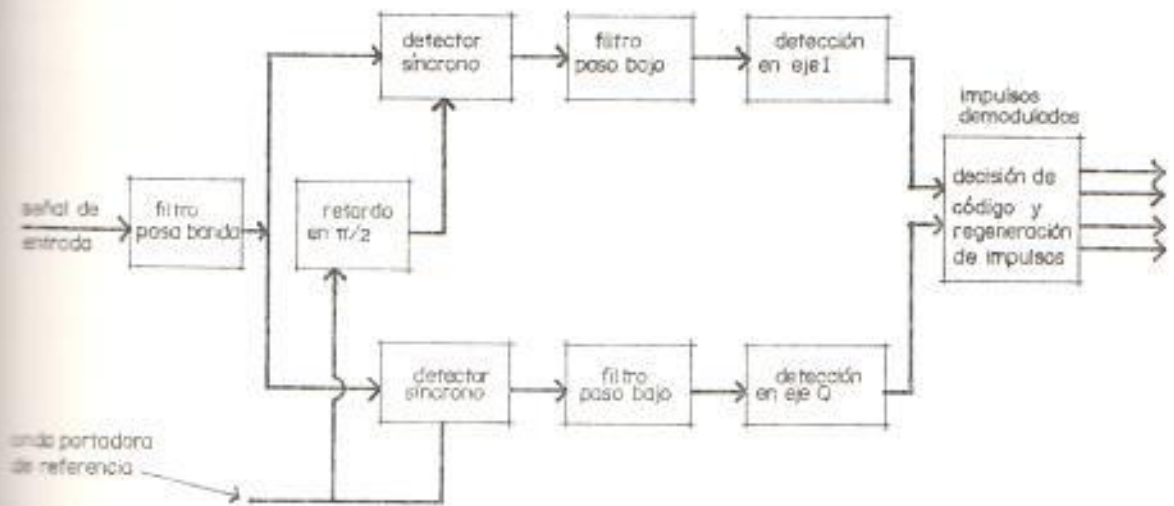


FIGURA Nº 1.5. COMPOSICION DEL DEMODULADOR DE LA ONDA 16-QAM

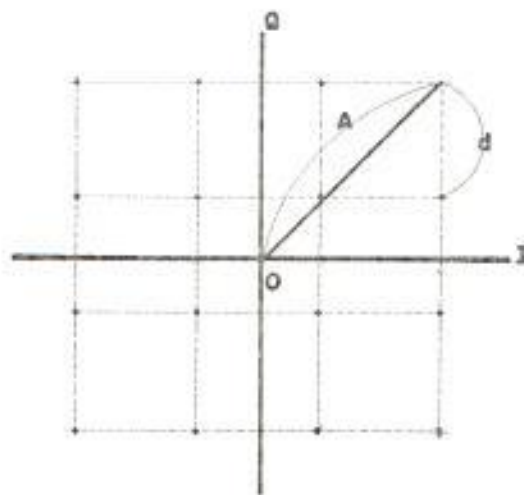


FIGURA Nº 1.6. ASIGNACION DE CODIGO DE ONDA 16-QAM

Para poder explicar la tasa de códigos erróneos de la onda 16-QAM, en primer lugar se obtendrá la tasa de códigos erróneos para el caso de la onda OOK(ON-OFF-KEYING) y luego la tasa de códigos erróneos para la PSK multivalente; así tenemos que la detección coherente se lleva a cabo multiplicando con la onda recibida una portadora de referencia cuya fase ya está conocida con respecto a la de la onda recibida; aquí provisionalmente suponemos que ya hemos obtenido tal onda portadora. La composición fundamental del detector coherente se muestra en la figura N° 1.7.

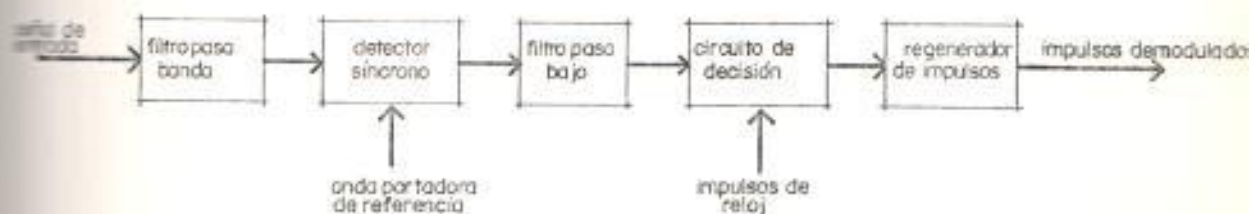


FIGURA N° 1.7. DEMODULACION POR LA DETECCION SINCRONA

Para mayor simplificación suponemos que la diferencia de fase entre la onda recibida y la onda portadora es de cero, o sea, sus fases quedan completamente sincroni

zadas; en el caso de la detección coherente de la onda OOK podemos decir acerca del ruido, que a la salida del detector sólo aparece la componente en fase con la onda de señal $X(t)$. La componente ortogonal $Y(t)$ se elimina en el detector. Por tanto para lograr la tasa de errores basta saber las magnitudes de la señal y el ruido solamente en el eje X de la figura N° 1.8.

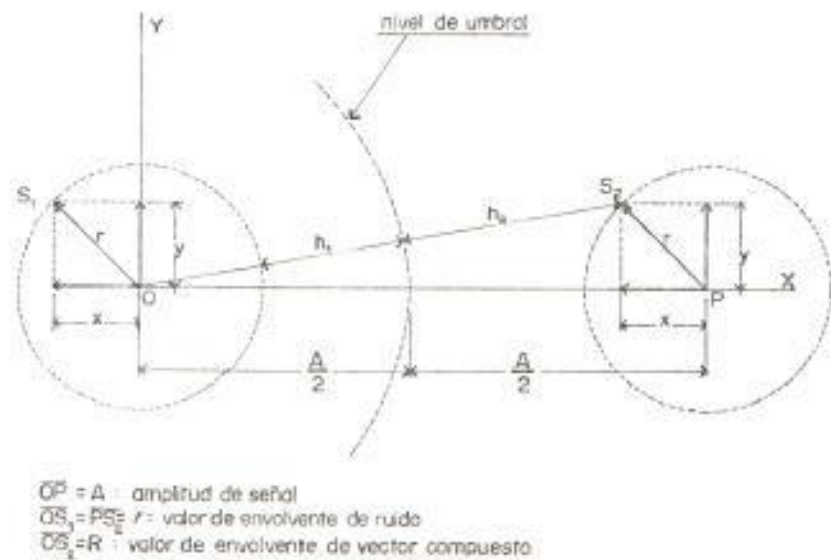


FIGURA N° 1.8. RELACION ENTRE EL VALOR DE ENVOLVENTE Y EL NIVEL DE UMBRAL RESPECTO A UN VECTOR DE RUIDO.

Para el caso en que coexiste señal y ruido siendo $\omega(t)$ la componente en el eje X de la amplitud de la onda compuesta de señal y ruido, se tiene:

$$\omega(t) = A + X(t) \quad (1.5)$$

Recordando que $X(t)$ toma la distribución gaussiana con valor medio cero y variancia σ^2 , la función densidad de probabilidad (pdf) de tal onda compuesta $p(\omega)$ se representa por:

$$P(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}(\omega-A)^2\right) \quad (1.6)$$

Por otra parte en caso de que existe sólo ruido a la salida aparece sólo $X(t)$, y la pdf $p(x)$ se representa por:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.7)$$

Siendo β el nivel de umbral, la P_{em} de que ω sea inferior a β se expresa por:

$$P_{cm} = 1 - \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}(\omega-A)^2\right) d\omega \quad (1.8)$$

$$P_{em} = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\beta-A}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

También la P_{es} de que x sea superior a β se expresa por:

$$P_{es} = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad (1.9)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\beta}{\sqrt{2} \sigma} \right)$$

El nivel de umbral óptimo (β_0) que hace mínima la suma de P_{em} y P_{es} es dado por el punto de intersección entre las dos curvas; en este caso $\beta_0 = A/2$. Sustituyendo β por $A/2$ en las ecuaciones 1.8 y 1.9., se tiene:

$$P_{em} = P_{es} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2} \sigma} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{P}}{2} \right) \quad (1.10)$$

en donde $P = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ es la relación, señal/ruido; por tanto la tasa total de códigos erróneos P_e se expresa por:

$$P_e = \frac{1}{2} (P_{em} + P_{es}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{P}}{2} \right) \quad (1.11)$$

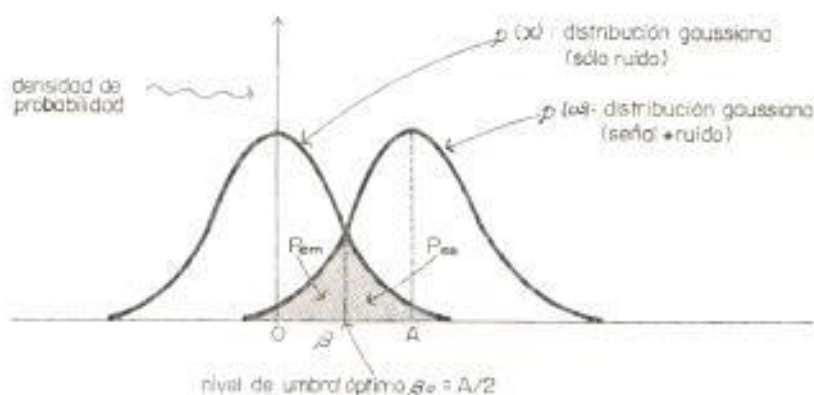


FIGURA Nº 1.9. FUNCION DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD DEL CASO DE QUE UNA ONDA OOK SE DETECTA COHERENTEMENTE.

Este es el caso en que una onda ON-OFF - Keying (OOK) se detecta coherentemente, mediante la ecuación

$$\text{erfc}(z) = \frac{1}{z\sqrt{\pi}} \exp(-z^2) \quad (1.12)$$

La ecuación (1.11) se transforma en:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{\rho}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi} \rho} \exp\left(-\frac{\rho}{4}\right) \quad (1.13)$$

Utilizando el método anterior mediante el cual hemos logrado la ecuación (1.11), relacionada con la tasa de errores para la detección coherente, también se puede obtener la tasa de errores sobre la señal PSK multivalente. Primero examinamos sobre el sistema PSK n -valente en que los elementos están colocados a intervalos fijos en una circunferencia cuyo radio es A (amplitud de la señal) en el plano de fase como se muestra en la figura N° 1.10.

En caso de que la S/N es ciertamente grande, la tasa de errores del sistema depende de los errores entre los elementos de código que están a la distancia más corta uno a otro, por tanto en

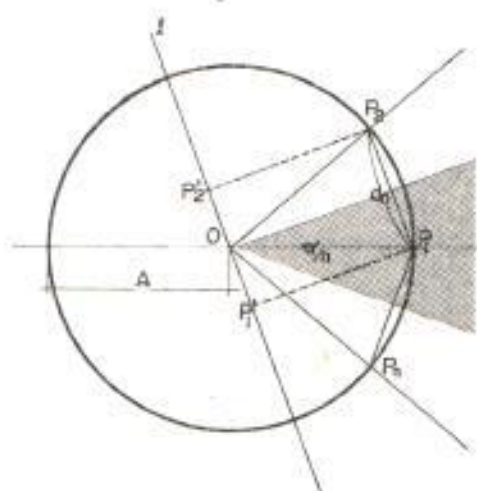


FIGURA N° 1.10. ASIGNACION DE CODIGO DE UNA SEÑAL n -PSK

cuanto al elemento de código P_1 basta lograr la tasa de errores relacionada con los elementos P_2 y P_n que están adyacentes al P_1 . La distancia más corta entre dos elementos $d_n (= \overline{P_1 P_2})$ es igual que el largo de un lado del n -ésimo polígono equilátero y se expresa por

$$d_n = 2A \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n} \quad (1.14)$$

En caso de que al vector de la señal \overline{OP} se añade un ruido gaussiano cuya distribución de fase es uniforme solamente la componente paralela a la línea $P_1 P_2$ causa errores de códigos entre los elementos de código P_1 y P_2 . Siendo $X(t)$, tal componente, también $X(t)$ toma una distribución gaussiana cuyo valor medio

es de 0 y cuya variancia es σ^2 (σ^2 es potencia de ruido). Para lograr una señal de salida del detector que haga máxima la distancia entre los elementos de código adyacentes ($\overline{P_1 P_2}$) basta detectar la señal de entrada coherentemente, utilizando una onda portadora de referencia cuya fase es paralela a la línea $P_1 P_2$ (línea 1 de la figura N° 1.10). Siendo P_1' y P_2' las señales de salida de detección para el caso en que no hay ruido, es obvio que el nivel de umbral óptimo es el origen "0" que coincide con el punto central de la línea $P_1' P_2'$. La probabilidad P_{e1} de que $X(t)$ excede de este nivel, o sea de que el elemento de código P_1 se tome erróneamente por el P_2 se representa por:

$$P_{e1} = \int_{dn/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{dn}{2\sqrt{2}\sigma}\right)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho} \cdot \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}\right) \quad (1.15)$$

En cuanto a la probabilidad de que el elemento de código P_1 se tome por el P_n logramos el mismo resultado, pero en este caso, como onda portadora de referencia hay que seleccionar una onda cuya fase es paralela a la línea $P_1 P_n$.

Por tanto considerando que respecto a un elemento de código existen dos elementos de código que están simétricamente ubicados a ambos lados de él a la distancia más corta, la tasa de códigos erróneos del sistema PSK n-valentes se expresa por:

$$P_e = 2 \cdot P_{e1} = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho} \cdot \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}\right) \quad (n > 2) \quad (1.16)$$

La tasa de códigos erróneos de la onda 16-QAM se logra mediante el mismo método de cálculo que en el caso de la onda PSK multivalente que se acaba de explicar. Siendo A la amplitud máxima de la señal recibida, la distancia más corta entre los elementos dados de código d se expresa por:

$$d = \frac{\sqrt{2} A}{3} \quad (1.17)$$

Por tanto, la tasa de códigos erróneos (P_{e0}) que se generan entre dos elementos de código se representa por la siguiente ecuación aproximada:

$$P_{e0} = \int_{d/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{2\sqrt{2}\sigma}\right)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{6\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2\rho}}{6}\right) \quad (1.18)$$

Como la onda 16-QAM toma tres niveles de amplitud, la potencia media p se expresa por:

$$p = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{4} A^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{5}}{3}\right)^2 A^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3}\right)^2 A^2 \right\} = \frac{5}{18} A^2 \quad (1.19)$$

Entonces la relación señal/ruido ρ_a para la potencia media se expresa por:

$$\rho_a = \frac{5 A^2}{18 \sigma^2} = \frac{5d^2}{4\sigma^2} \quad (1.20)$$

Substituyendo la ecuación (1.20), en la (1.18), se tiene:

$$P_{e0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho_a}{10}}\right) \quad (1.21)$$

Según la posición del elemento de código difiere el número de los elementos de código que están a la

distancia d desde el elemento de código contemplado, - por lo que varía la tasa de códigos erróneos conforme a la posición del elemento de código. No obstante, la tasa de códigos erróneos media P_e se expresa por:

$$P_e = \frac{1}{16} (4 \times 2P_{e0} + 8 \times 3P_{e0} + 4 \times 4P_{e0}) = 3 P_{e0}$$

$$= \frac{3}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{P_s d}{10}}\right) \quad (1.22)$$

- QAM multivalente:

En cuanto a la QAM multivalente cuyo número de niveles es mayor que 16, la composición fundamental - del demodulador es la misma que la de la figura N° 1.5. En cuanto a la onda QAM n-valente que tiene la asignación de código reticular como se muestra - en la figura N° 1.11., la distancia más corta en - tre dos elementos de código d , se expresa por:

$$d_n = \frac{\sqrt{2} A}{\sqrt{n-1}} \quad (1.23)$$

Por tanto utilizando las ecuaciones (1.18) y (1.22) la tasa de códigos erróneos se expresa por:

$$P_{e0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{\sqrt{2\rho}}{2(\sqrt{n}-1)} \right\} \quad (1.24)$$

Nota: ρ es la S/N para la potencia de cresta de la señal.

$$P_e = \frac{1}{n} \{ 4 \times 2 P_{e0} + 8 \times 3 P_{e0} + (n-12) \times 4 P_{e0} \} = \frac{4(n-4)}{n} P_{e0} \quad (1.25)$$

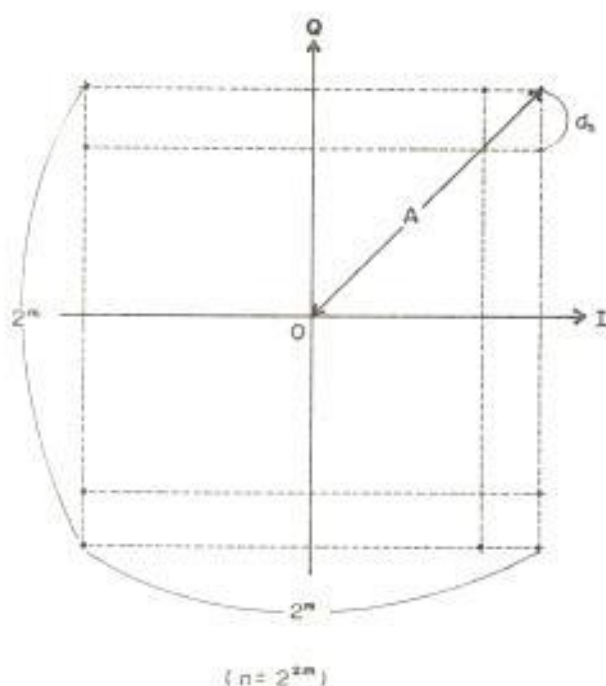


FIGURA N° 1.11. ASIGNACION DE CODIGO DE ONDA QAM n- valente

1.2.3. Tasa de códigos erróneos y tasa de bits erróneos (Ber)

Hasta aquí se ha explicado sobre la transmisión de "cód

dígitos" por onda portadora y las "tasas de errores" - que se han calculado son las tasas de errores de "códigos". Por otra parte en la transmisión multivalente un código corresponde a una combinación de impulsos bivalentes, entonces en caso de que un código sufre error, dependiendo de por cuál elemento de código se toma erróneamente varía el número de bits erróneos que se generan en consecuencia en los trenes de impulsos bivalentes originales. La calidad de transmisión de un radioenlace debe apreciarse por medio de la tasa de errores respecto a trenes de impulsos bivalentes (esta se llama por lo general tasa de bits erróneos (BER), por tanto hay que examinar la relación entre la tasa de códigos erróneos y la BER.

En caso de que m -trenes de impulso bivalentes se transmiten por medio de códigos de n -elementos ($n=2^m$), un elemento de código representa una de las m -combinaciones de "1" y "0", lo que significa que un código tiene la información de m -bits. Si un código sufre error, el número de bits erróneos que se generan en los trenes de impulsos bivalentes después de la demodulación oscila entre 1 y m . En general, si un elemento de código se toma erróneamente por uno de los demás $n-1$ elementos de código, el número

de elementos de códigos que generan i -bits erróneos se expresa por C_i . Poniendo los números de 1 a $n-1$ a los demás $n-1$ elementos de código, respectivamente, siendo q_j la diferencia de número de bits entre el j -ésimo elemento de código y el elemento de código original, y siendo p_j la probabilidad de que el elemento original se tome erróneamente por el j -ésimo elemento de código, entonces el valor medio e_b de los bits erróneos que se generan por un código erróneo se expresa por:

$$e_b = \sum p_j \cdot q_j$$

Por lo general la tasa de códigos erróneos depende de la probabilidad de ocurrencia de errores (p_j) entre los dos elementos de códigos que se toman erróneamente uno por otro más frecuentemente.

Por tanto representando tal p_j por $\text{MAX } p_j$, para que la BER se vuelva mínima, basta asignar a los elementos de código que produce $\text{MAX } p_j$, la combinación de código que hace que q_j sea mínima (o sea, 1). En caso de que el número de elementos de código que dan $\text{MAX } p_j$ es menor que m , se puede realizar tal asignación para todos los elementos de código. Los códigos así produci

dos se llaman códigos de Gray. La relación entre la tasa de códigos erróneos p_{ec} y la BER p_{eb} en cuanto a los códigos de Gray se expresa aproximadamente por :

$$p_{eb} = \frac{1}{m} p_{ec} \quad (1.26)$$

Los códigos de Gray son los que hacen mínima la BER, y se emplean ampliamente en transmisión digital por microondas.

1.3. COMPOSICION DE MODULADOR Y DEMODULADOR

1.3.1. Modulador y demodulador de 16-QAM

En primer lugar se presentarán las asignaciones de código para luego presentar la composición de modulador y demodulador de 16-QAM.

- Asignaciones de código:

Para demodular una señal 16-QAM con máxima abertura de ojo, la fase de la onda portadora de referencia tiene que coincidir con uno de los cuatro niveles de fase ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ con respecto al eje I) que son paralelos al eje I o al eje Q. Según cual fase se escoge entre las cuatro fases como fase de referencia, los elementos de código restaurados ocupan distintas posiciones en el plano de fase. En este caso solamente se cambia la re

lación de las posiciones de los cuadrantes mostrados en la figura N° 1.12.a.

Con respecto a los elementos de códigos situados en un cuadrante, no se cambia la relación de las posiciones de ellos, ni tampoco ocurre reemplazamiento de las posiciones de los elementos de código entre cuadrantes. Esto es un carácter distintivo importante de la QAM.

Llamamos a los dos primeros trenes de los cuatro trenes de impulsos bivalentes a transmitirse en un sistema 16-QAM el "primer trayecto" (a_1, a_2) y a los otros dos trenes el "segundo trayecto" (a_3, a_4). Utilizándolos logramos dos ondas 4-PSK independientes una de otra. Después de que la amplitud de la onda modulada por el segundo trayecto se ha disminuído en la mitad, estas dos ondas se superponen una sobre otra, entonces se puede lograr la asignación de códigos de la 16-QAM como se muestra en la figura N° 1.12.b.

Por tanto si consideramos que una onda 16-QAM se compone de dos ondas 4-PSK, podemos considerar que la fase de la onda modulada por el primer trayecto determina las posiciones de los cuatro cuadrantes en el plano I-Q y la fase de la onda modulada por el segundo trayecto determina las posiciones de los cuatro elementos de un cua

drante.

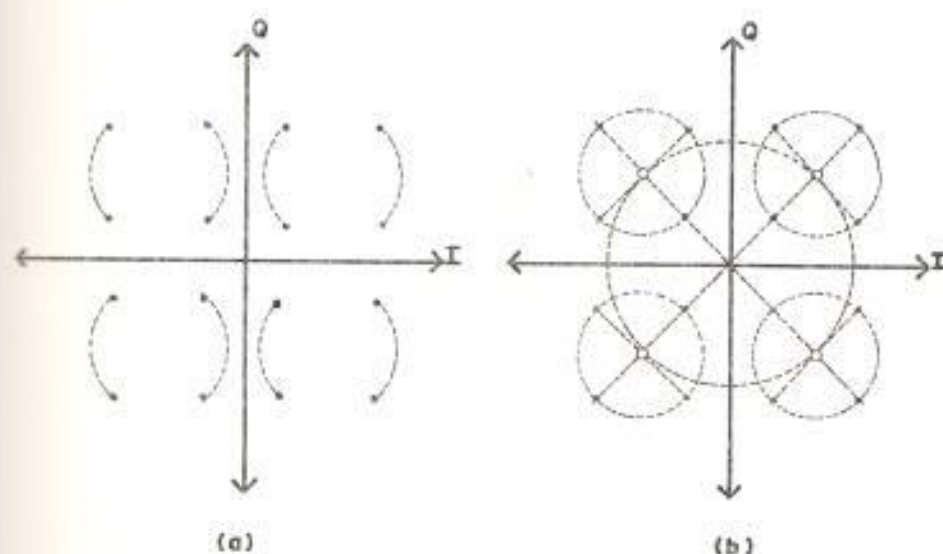


FIGURA Nº 1.12. ASIGNACION DE CÓDIGO DE ONDA 16-QAM

Aquí se indican unos ejemplos de asignaciones de código a base de esta consideración:

- Asignación binaria natural:

Asignamos los elementos de código (00, 01, 10, 11) de dos trenes de impulsos ($a_1 a_3$) a las escalas del eje I (-1.5, -0.5, 0.5, 1.5) y también asignamos los elementos de código (00, 01, 10, 11) de dos trenes de impulsos ($a_2 a_4$) a las escalas del eje Q (-1.5, -0.5, 0.5, 1.5). En este caso las posiciones de los elementos de código se representan por la suma de los dos vectores que se indica por:

$$S_I = 2^2 \cdot a_1 + 2^0 \cdot a_3 \quad (1.27)$$

$$S_Q = 2^2 \cdot a_2 + 2^0 \cdot a_4 \quad (1.28)$$

Nota: el origen de S_I, S_Q es $(-1.5; -1.5)$

De las ecuaciones (1.27) y (1.28) y la figura 1.13. Se nota que los niveles (a_1, a_2) y (a_3, a_4) corresponden al primer trayecto y al segundo, respectivamente. Por tanto la asignación de código integral viene dada como se muestra en la figura N^o 1.14.

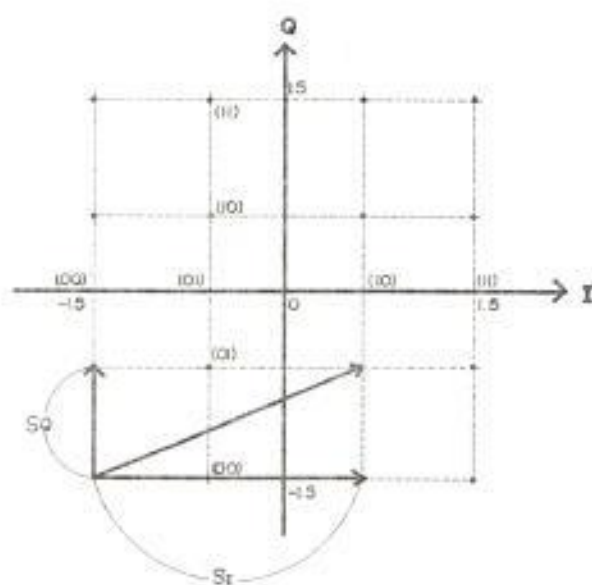


FIGURA N^o 1.13. MANERA DE REALIZAR LA ASIGNACION BINARIA NATURAL

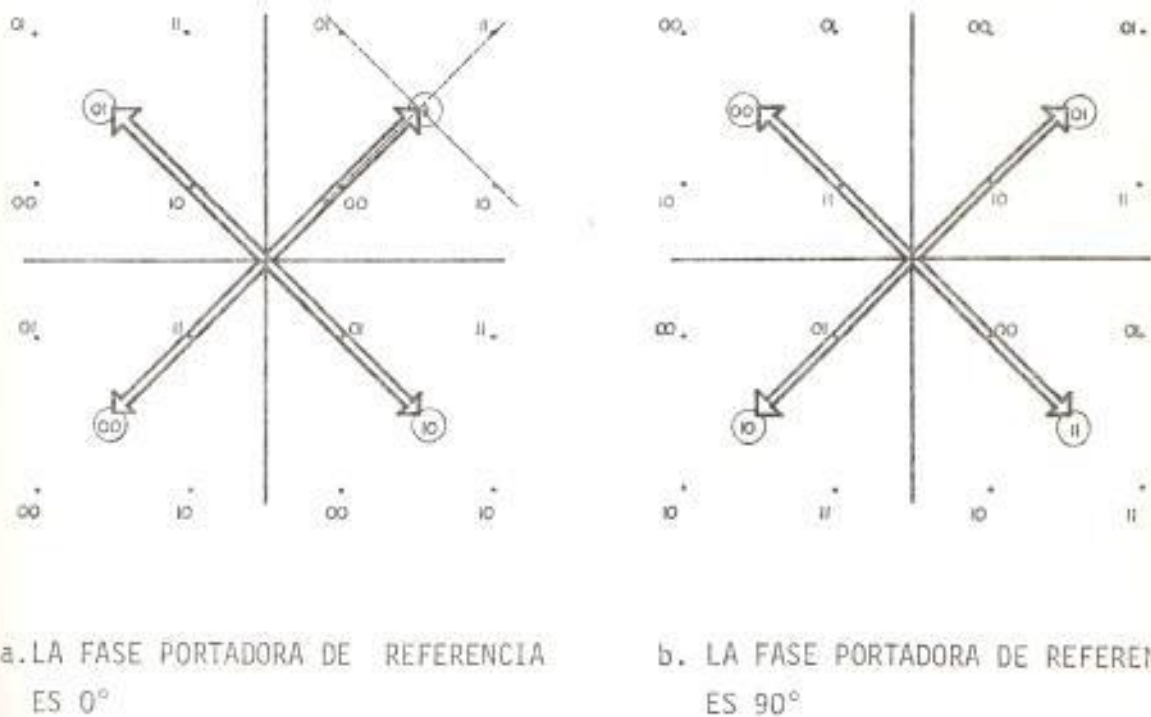


FIGURA N^o 1.14. COMPOSICION DE CODIGO POR LA ASIGNACION BINARIA NATURAL.

- Asignación de Gray:

Si asignamos los elementos de código (00,01,11,10) a las escalas de los ejes I y Q, respectivamente como se muestra en la figura N^o 1.15, logramos dos pilas de código de Gray en las cuales las posiciones de 11 y 10 reemplazadas una por otra en comparación con la asignación binaria natural. La asignación de código lograda mediante la combinación rectangular de esas dos pilas de código se muestran en la figura

Nº 1.16.a. En esta asignación se satisface la condición de Gray, o sea, entre cualquier elemento de códigos adyacentes a la distancia más corta, sólo un bit es distinto.

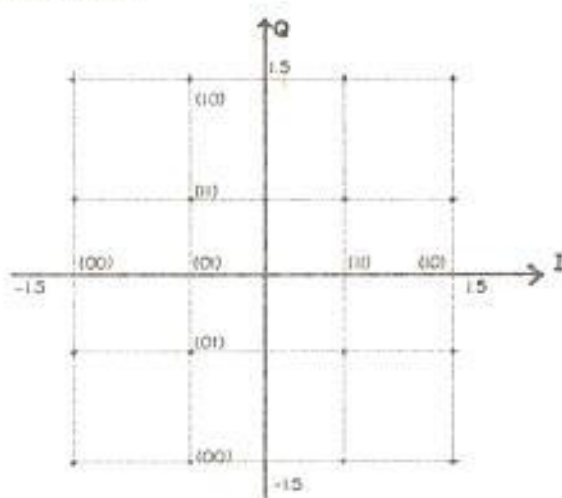


FIGURA Nº 1.15. MANERA DE REALIZAR LA ASIGNACION DE GRAY

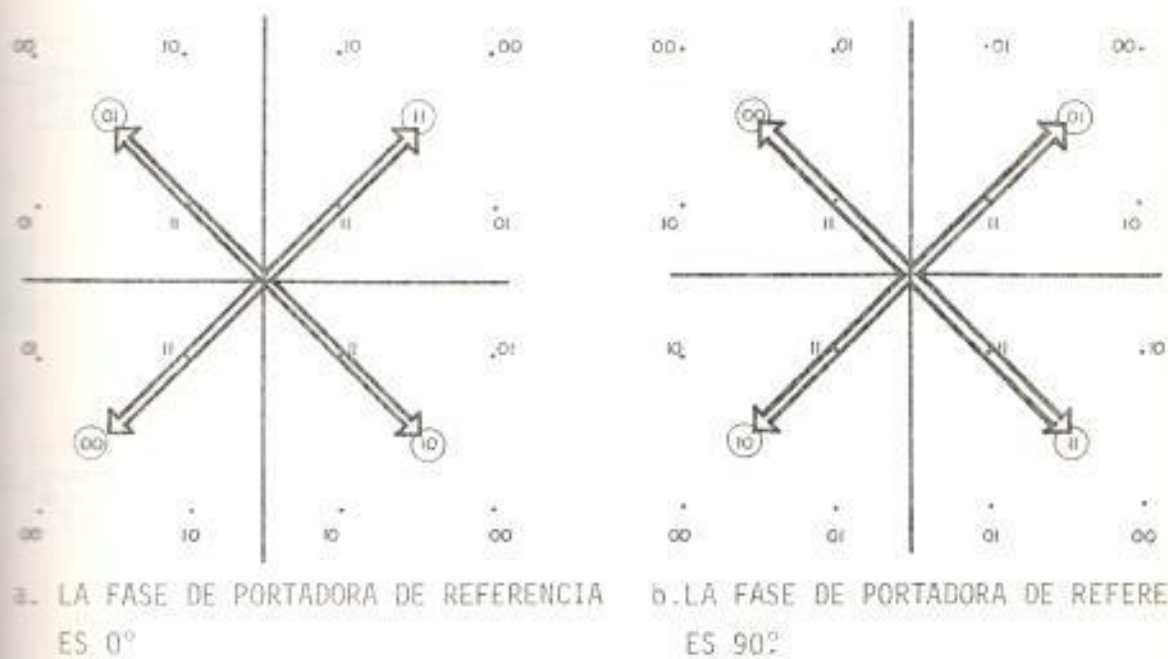


FIGURA Nº 1.16. COMPOSICION DE CODIGO POR LA ASIGNACION DE GRAY

- Composición del modulador:

Por lo general una onda 16 QAM se logra componiendo dos ondas AM cuadrivalentes que son mutuamente ortogonales; por otra parte se puede realizar una onda 16 QAM mediante el método en que dos ondas 4-PSK, entre las cuales la proporción de amplitud es de 2:1, se superpone una sobre otra, este método requiere más moduladores AM que el primero y tiene la composición más compleja, por ello hablaremos del primero.

El diagrama de bloque generalizado de un modulador QAM con portadora suprimida se muestra en la figura N° 1.17.

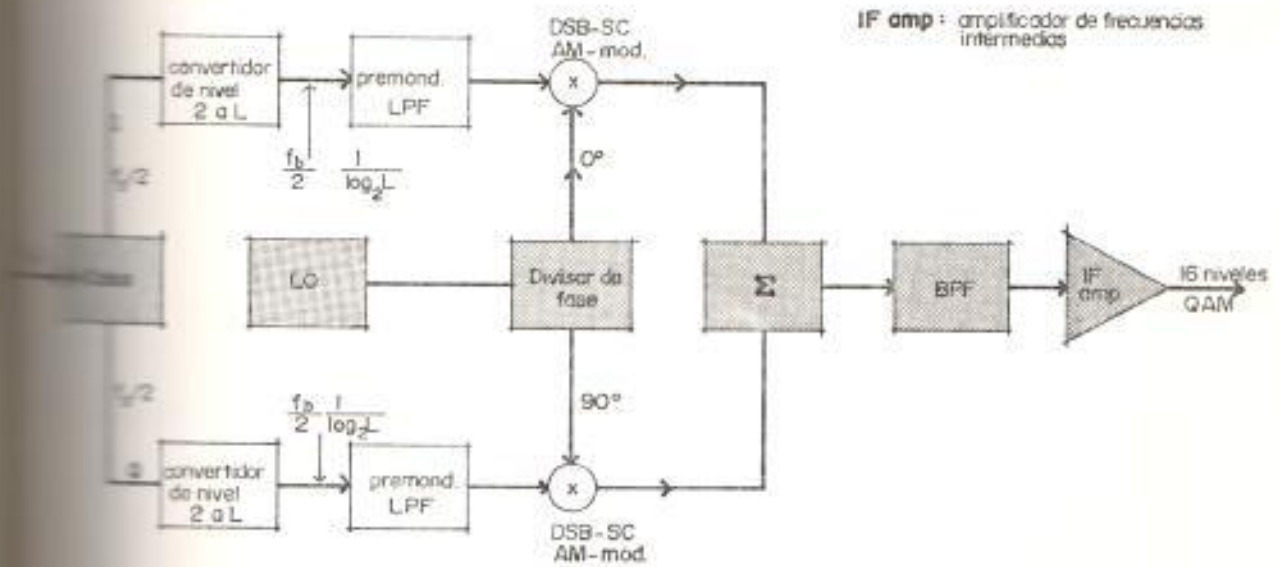


FIGURA N° 1.17. DIAGRAMA DE BLOQUE DEL MODULADOR 16 - QAM

La velocidad f_b de la fuente binaria es conmutada en dos corrientes de símbolos binarios, c/u teniendo una velocidad de $f_b/2$. Los siguientes convertidores ban da base de 2-a-L-niveles convierten estas corrientes de datos de velocidad $f_b/2$ en señales AM de L-niveles teniendo una velocidad de símbolos de:

$$f_s = (f_b/2) \div (\log_2 L) \quad \text{símbolos/seg}$$

por ejemplo si la velocidad de bits de la fuente es $f_b = 10 \text{ Mb/s}$, luego las corrientes binarias conmutadas tienen una velocidad $f_b/2 = 5 \text{ Mb/seg}$, si se desea una señal modulada en 16 QAM, la cual tiene una eficiencia teórica de 4 b/s/Hz , entonces estas corrientes binarias conmutadas son convertidas en corrientes ban da base de $L = 4$ niveles. Las corrientes de símbolos re sultantes de 4 niveles de los canales I y Q son de 5 Mb/s : $\log_2 4 = 2.5 \text{ M símbolos/seg}$. Si los filtros pasa bajo de premodulación son usados como se ve en la figura N° 1.17., entonces el mínimo ancho de ban da de estos filtros es de 1.25 MHz . Los mínimos re querimientos de ancho de banda para frecuencias intermedias son iguales al mínimo ancho de ban da para doble banda lateral, es decir 2.5 MHz . Este ejemplo nos señala que una señal 16-QAM a 10 Mb/seg .

puede ser transmitida en un mínimo ancho de banda teórico de 2.5 MHz; entonces se ha obtenido una eficiencia de 4 b/s/Hz.

- Composición del demodulador:

El diagrama de bloque de un demodulador QAM es mostrado en la figura N° 1.18.

Para un óptimo funcionamiento es esencial recobrar la portadora y la velocidad de frecuencia de los símbolos; esto es realizado en los bloques del recuperador de portadora (CR) y el recuperador de tiempos de los símbolos (STR).

Para distinguir entre los L niveles banda base de modulados, son requeridos $L-1$ comparadores de umbral en cada convertidor PAM de L -a-2 niveles. Los comparadores de umbral individuales proveen un 1 lógico si, en el instante de muestreo, la señal recibida más el vector de ruido es más grande que el nivel de umbral prefijado, en otro caso ellos proveen un 0 lógico. El muestreo es realizado a la velocidad de los símbolos en los instantes de máxima abertura de ojo. Esta velocidad es igual a $f_b / \{2 \log_2 L\}$. La circuitería de los converti-

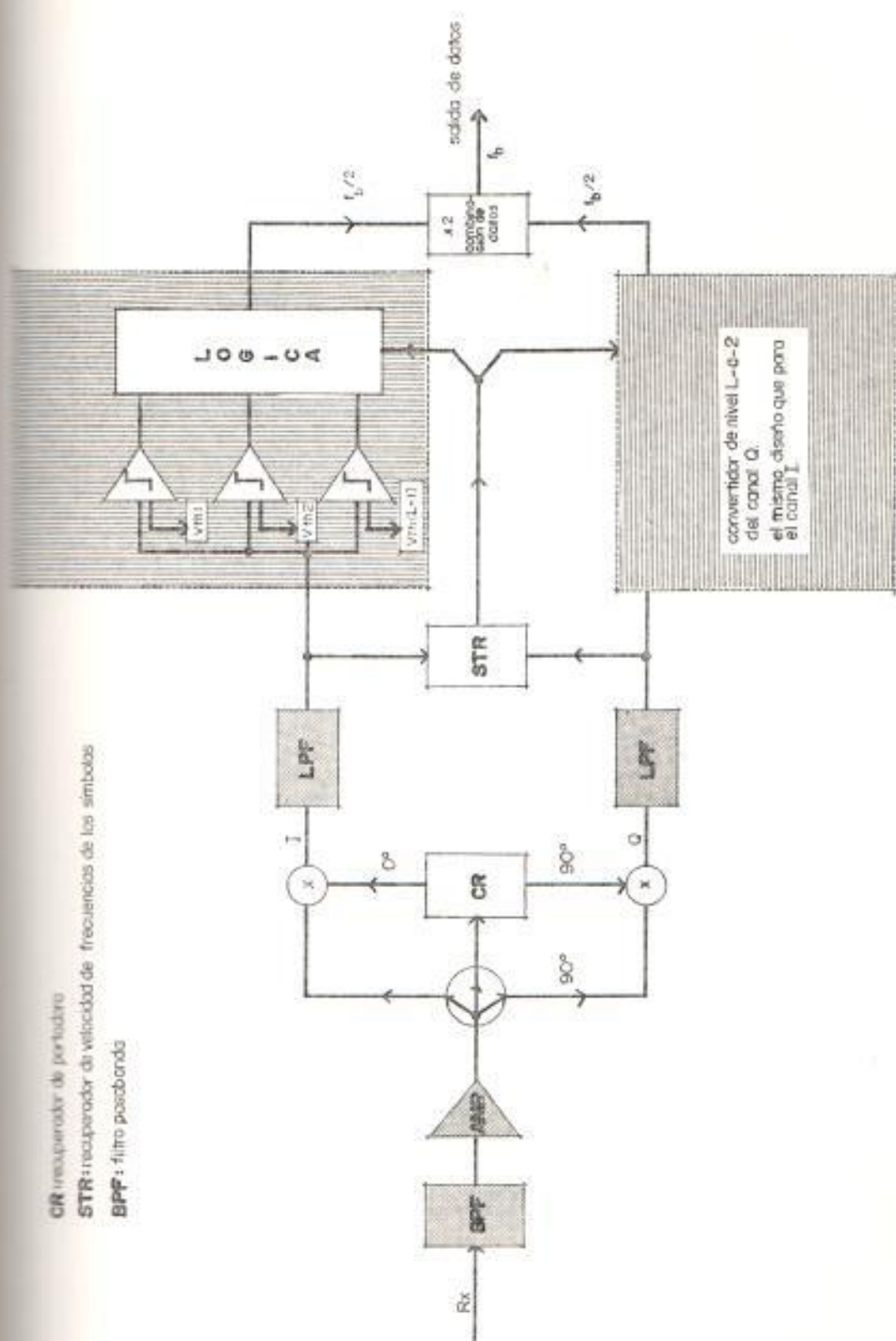


FIGURA N° 1.18. DIAGRAMA DE BLOQUE DEL DEMODULADOR 16 - QAM

dores lógicos de $L-2$ niveles acepta los $L-1$ salidas binarias paralelas de los comparadores de umbral y proveen a las entradas del combinador de datos - con la señal binaria a la velocidad de $f_b/2$ desde el canal I. Una entrada similar al combinador de datos es recibida desde el canal Q.

Finalmente el combinador de datos, el cual es un convertidor de paralelo a serie, provee la salida de la señal binaria a la velocidad f_b deseada.

CAPITULO II

INTERFERENCIAS, DESVANECIMIENTOS Y TECNICAS DE DIVERSIDADES

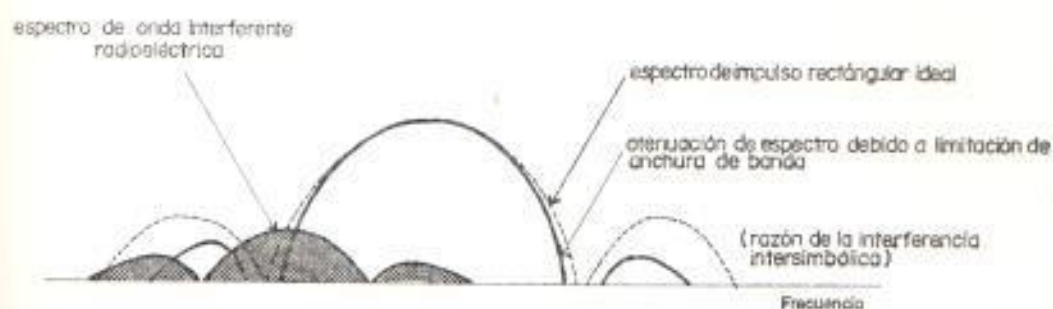
2.1. INFLUENCIA DE LAS ONDAS INTERFERENTES

2.1.1. Interferencia por frecuencias

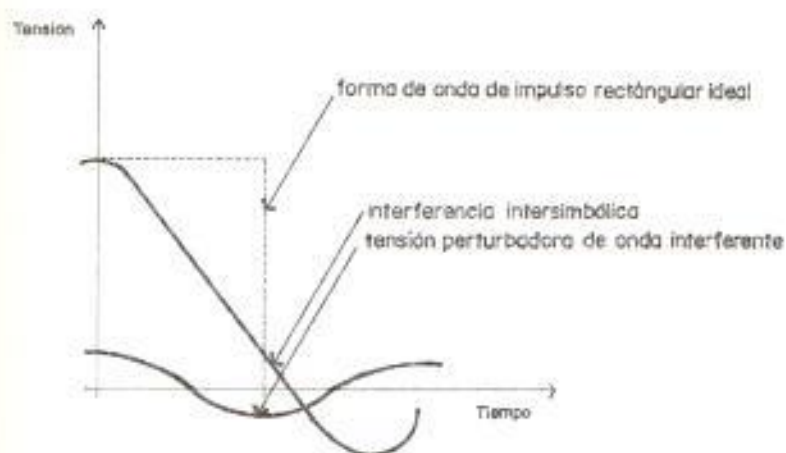
El fenómeno en el que sobre la onda de señal se superponen otras ondas como ondas perturbadoras se llama por lo general interferencia. Por otro lado la interferencia intersimbólica significa el fenómeno en que la onda de señal se deforma por sí misma; para distinguir la interferencia definida aquí, de la interferencia intersimbólica, se utiliza el término "interferencia por frecuencias". En lo que sigue se utiliza la palabra "interferencia" para indicar - la interferencia por frecuencias.

La interferencia intersimbólica influye a la tensión del impulso en el momento de decisión, e incrementa la tasa de bits erróneos (BER). De la misma manera la interferencia

por frecuencias genera alguna tensión perturbadora después de la demodulación e influye a la BER (ver figura N° 2.1).



(a) INFLUENCIA AL ESPECTRO DE FRECUENCIA



(b) INFLUENCIA A LA FORMA DE ONDA

FIGURA N° 2.1. INFLUENCIA DE LA INTERFERENCIA RADIOELECTRICA

Para analizar tal influencia, hay que saber la distribución

de probabilidad de la amplitud de onda interferente, pero la forma de onda de la onda interferente es por lo general muy complicada, por tanto es difícil calcular detalladamente la distribución de probabilidad de la amplitud, luego por lo general, se han deducido de antemano las tasas de códigos erróneos en relación con varias distribuciones de probabilidad que son fáciles de calcular. Utilizando dichas tasas se deducen los valores aproximados en cuanto a interferencias prácticas. El ruido térmico existe inevitablemente en los circuitos de transmisión prácticos, por eso la tensión perturbadora se produce tanto por el ruido térmico como por el ruido de interferencia. En general el ruido térmico y el ruido de interferencia son independientes estadísticamente uno de otro, luego la función de densidad de probabilidad (pdf) compuesta de dos ruidos se representa por la convolución de las dos pdf.

Así siendo $p_1(x)$ y $p_2(x)$ las pdf del ruido térmico y del ruido de interferencia respectivamente, la función compuesta :

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(y) \cdot p_2(x-y) dy \quad (2.1)$$

en donde $p_1(x)$ obedece a la distribución gaussiana cuyo valor promedio es de cero, o sea, se expresa por:

$$p_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

Por tanto si se sabe la forma de distribución de $p_2(x)$, podemos lograr $P(x)$ mediante la ecuación (2.1).

Para el caso en que hay dos clases de ruidos de interferencia aparte del ruido térmico, basta lograr la convolución de las pdf correspondientes a las tres ondas. Es decir, $P(x)$ se expresa por:

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_1(y) \cdot p_2(z) \cdot p_3(x-y-z) dz dy \quad (2.3)$$

Además para el caso en que existan tres clases de ruido de interferencia o más, es muy difícil lograr $P(x)$ teóricamente. No obstante usando la teoría de que la forma de distribución de una onda compuesta de muchas ondas se aproxima a la distribución gaussiana, $P(x)$ se expresa aproximadamente por la distribución gaussiana. En este caso - siendo σ_1^2 la potencia total de los ruidos de interferencia y σ_t^2 la potencia del ruido térmico, $P(x)$ se expresa por:

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_1^2 + \sigma_t^2)}} \exp\left\{-\frac{x^2}{2(\sigma_1^2 + \sigma_t^2)}\right\} \quad (2.4)$$

2.1.2. Clases de Ondas Interferentes

En sistemas de radioenlace digitales que utilizan microondas se emplea el "sistema de dos frecuencias" en el cual un canal de microondas de ida y vuelta se realiza mediante dos ondas portadoras (es decir, dos frecuencias) aprovechando la gran directividad de antena. Entonces en trayectos de repetición se usan repetidamente las mismas frecuencias, lo que causa interferencia.

En la figura Nº 2.2., se muestran los caminos de interferencia principales en una ruta de microondas utilizando - las flechas (a) ~ (g).

En los caminos (a) - (e) de interferencia, la onda interferente tiene la misma frecuencia que la onda interferida, en cambio en los caminos (f) y (g), las frecuencias son distintas, por eso para estos caminos es problemático sólo en el caso en que las frecuencias son muy próximas - unas a otras. El grado de interferencia en todas las interferencias depende tanto de la característica de directividad de la antena como del grado de conexión entre las antenas, por tanto el mejoramiento de la característica de directividad de las antenas es muy importante para reducir las interferencias.

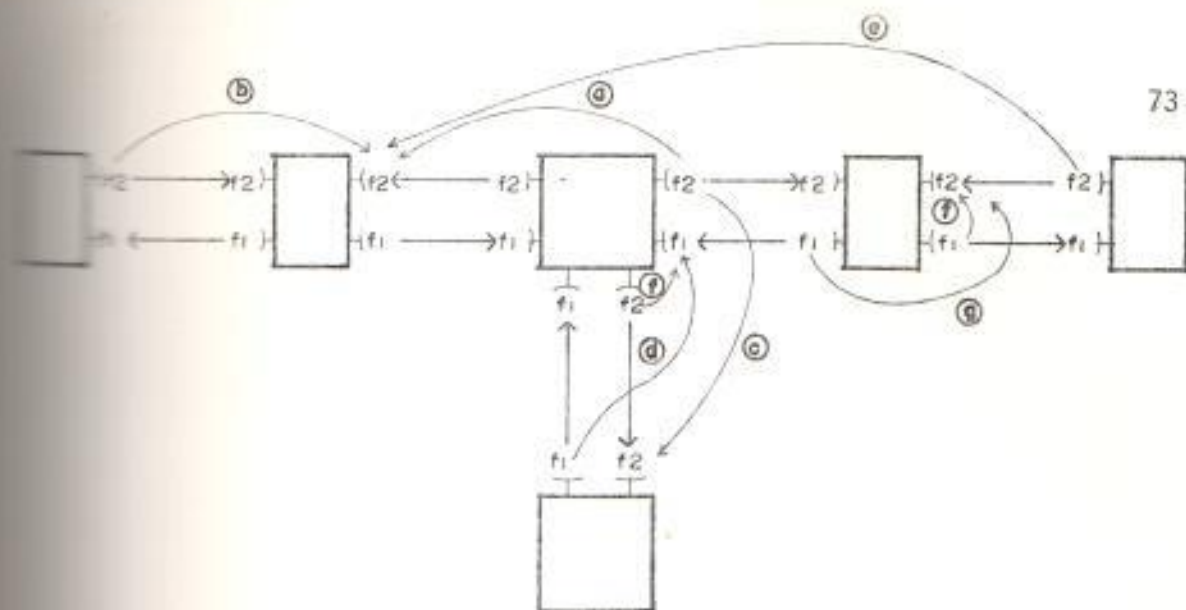


FIGURA N^o 2.2. INTERFERENCIA EN EL SISTEMA DE DOS FRECUENCIAS.

- (a) conexión "frente a espalda" de la antena de transmisión (F/B de transmisión).
- (b) conexión "frente a espalda" de la antena de recepción - (F/B de recepción).
- (c) conexión "frente a lado" de la antena de transmisión - (F/S de transmisión).
- (d) conexión "frente a lado" de la antena de recepción (F/S de recepción).
- (e) Alcance extraordinario (sobrealcance) (O/R)
- (f) conexión "lado a lado" (S/S)
- (g) conexión "espalda a espalda" (B/B).

Respecto a las interferencias que se generan en canales de microondas paralelos instalados en un tramo repetidor existen dos tipos de interferencias como se muestra en la figura N° 2.3..

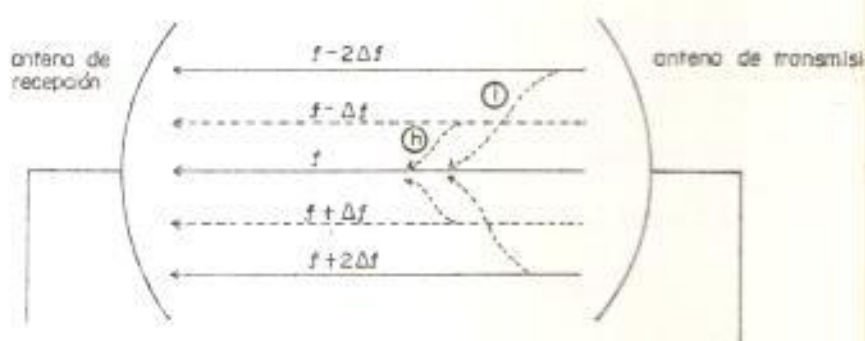


FIGURA N° 2.3. INTERFERENCIA ENTRE SISTEMAS PARALELOS

- (h) interferencia entre dos canales adyacentes
- (i) interferencia entre dos canales subyacentes

En general entre dos radioenlaces adyacentes se emplean - dos distintas frecuencias cuyas polarizaciones son ortogonales entre sí (polarización vertical y polarización horizontal), así la interferencia (h) es de la polarización - opuesta y la (i) es de la misma polarización. El grado de

la interferencia (h) depende del factor de discriminación de polarización cruzada (XPD) y el de la (i) depende de la selectividad de los filtros.

De manera especial para los sistemas de microondas digitales en que alguna parte del espectro de frecuencia está superpuesta una sobre otra en gran magnitud entre dos radiocanales adyacentes, la interferencia (h) es uno de los factores que determinan la calidad del circuito, por lo que es importante mejorar la característica XPD.

2.2. EVALUACION SOBRE LOS RUIDOS DE INTERFERENCIA

2.2.1. Factor de reducción de interferencia (Interference Reduction Factor: IRF)

Al evaluar las influencias de los ruidos de interferencia en un circuito de transmisión práctico, hay que deducir la potencia de la onda interferente (o relación de potencia de onda deseada/onda interferente) justo en la etapa anterior del circuito de decisión. Se explica sobre el proceso de cálculo de la potencia de onda interferente en base a las dos etapas siguientes:

(A) Lograr la relación de potencia onda deseada/onda in

terferente D/U a la salida del alimentador de recepción.

- (B) Considerando que influencia ejercen los filtros de re
cepción sobre los espectros de potencia de la onda de
seada y de la onda interferente, lograr el valor compens
satorio debido a los filtros para la D/U lograda en (A).

La razón por la que se obtiene primero la D/U a la salida del alimentador de recepción, es que hasta tal punto no existe ningún circuito físico que limite la anchura de ban
da de la onda interferente, por tanto podemos deducir la D/U fácilmente utilizando los valores de la atenuación en el espacio libre, la potencia de transmisión, la directividad de antena, etc. Por otra parte, el receptor está equipa
pado con filtros que dejan pasar principalmente la onda de
seada, por los cuales el espectro de la onda interferente recibe alguna influencia (o sea, se atenúa). Entonces la D/U justo antes del circuito de decisión es distinta a la D/U del caso (A). Tal diferencia se calcula mediante el proceso (B). La magnitud de la D/U que se logra en (A) va
ría de acuerdo con la situación del trayecto de recepción, en cambio, en cuanto al caso (B), si se determinan las ca
racterísticas de filtraje de los filtros y el espectro de la onda interferente, podemos lograr el valor compensatorio debido a los filtros entre la D/U de entrada y la de sa

lida como se muestra en la figura N° 2.4. Este valor compensatorio se llama factor de reducción de interferencia - (IRF).



FIGURA N° 2.4. SIGNIFICADO DE IRF

La característica de banda de paso $H_R(f)$ mostrada en la figura N° 2.4., representa la influencia de todos los filtros metidos en la banda de microondas, en la banda base e incluso la influencia de los filtros de desviación. Siendo $W_D(f)$ y $W_I(f)$ los espectros de potencia de la onda deseada y la onda interferente (la potencia total, está normalizada a 1), respectivamente a la salida del alimentador, el IRF se expresa por:

$$\{IRF\}_{\Delta F} = 10 \log \frac{\int W_D(f) \cdot |H_R(f)|^2 df}{\int W_I(f - \Delta F) \cdot |H_R(f)|^2 df} \quad (2.5)$$

En donde ΔF representa la diferencia de frecuencia entre la onda deseada y la onda interferente y la frecuencia portadora de la onda deseada representa la frecuencia de referencia.

2.2.2. Interferencia entre canales adyacentes

En las interferencias entre ondas radioeléctricas cuyas frecuencias son distintas, por ejemplo en la interferencia entre canales adyacentes, la distribución de probabilidad de la amplitud del ruido de interferencia obedece a la distribución gaussiana, por tanto se puede saber directamente la influencia de ella sobre la tasa de errores mediante el cálculo de la relación señal/ruido de interferencia. En la disposición de canales intercalados en que las polarizaciones de las frecuencias asignadas a los canales mutuamente adyacentes son opuestas una a otra, la relación señal/ruido de interferencia (S/I) para la interferencia causada por el canal adyacente (el intervalo es ΔF) se expresa por:

$$(S/I) = (XPD) + \{IRF\}_{\Delta F} \quad (\text{dB}) \quad (2.6)$$

En donde XPD es el factor de discriminación de polarización cruzada e $\{IRF\}_{\Delta F}$ es el valor calculado por la ecuación (2.5).

En cuanto a la interferencia causada por el canal subyacente (el intervalo es $2 \Delta F$), ambas ondas (interferida e interferente) tiene la misma polarización, entonces la relación señal/ruido de interferencia se expresa por:

$$(S/I) = \{IRF\}_{2\Delta F} \quad (\text{dB}) \quad (2.7)$$

Si existen dos fuentes de interferencia en ambos lados, hay que añadir 3dB más a las ecuaciones (2.6) y (2.7).

2.2.3. Interferencia entre transmisor y receptor

La interferencia entre la onda de transmisión y la onda de recepción se puede calcular de igual manera que la interferencia entre canales adyacentes utilizando el IRF del caso en que el intervalo entre dos canales es ΔF . LA D/U para la interferencia entre el transmisor y el receptor se expresa por:

$$(D/U) = Pr - (Pt - 2Lf - C_{TR}) - Fd \quad (\text{dB}) \quad (2.8)$$

en donde:

Pr : potencia de recepción de la onda deseada

Pt : potencia de transmisión de la onda interferente

Lf : atenuación de alimentadores

CTR : grado de conexión entre el transmisor y el receptor.

Fd : margen de protección contra desvanecimientos

El parámetro CTR representa el grado de la conexión "lado a lado" entre las antenas para el caso en que se utilizan dos antenas de transmisión y recepción separadamente, también representa, por otra parte, el de la conexión del circulator - que separa los dos circuitos alimentadores de transmisión y recepción para el caso en que una sola antena se utiliza - tanto para transmisión como para recepción.

En la banda de microondas, el grado de conexión "lado a lado" es bastante pequeño, por eso se espera que CTR sea de más de 80 db, es decir una atenuación de más de 10^8 , entre las antenas de transmisión y recepción. Sin embargo en cuanto al circulator CTR es de 30 a 35 dB.

Entre ambos casos hay diferencia de 50 dB. Por tanto, la manera de diseño sobre el intervalo de frecuencia entre canales de transmisión y recepción y sobre los filtros difiere mucho según el número de antenas a emplearse.

El parámetro Fd es un margen requerido contra la caída de la potencia de recepción de la onda deseada debido a desvaneci-
mientos.

2.3. CARACTERES GENERALES DE DESVANECIMIENTOS

2.3.1. Clasificación de desvanecimientos

Con respecto a las variaciones atmosféricas existen la variación de la distribución de densidad del aire, la de la forma de la capa reflectora, la lluvia, la nieve, etc. Si también se considera la atenuación de onda radioelétrica producida por la lluvia como una clase de desvanecimiento, entonces los desvanecimientos se clasifican, según el origen de su generación en el desvanecimiento por interferencia, el por absorción, el por atenuación y el por difracción. A continuación se da una breve explicación de cada uno de ellos:

- Desvanecimiento por interferencia:

Al desvanecimiento por interferencia también se lo llama desvanecimiento por trayectos múltiples. Si se reciben más de dos ondas radioeléctricas cuyas longitudes de trayecto son mutuamente distintas a reflexiones y refracciones como se muestra en la figura N° 2.5., varían tanto la intensidad de campo eléctrico como también las características de amplitud/frecuencia y retardo de grupo/frecuencia de la onda compuesta conforme a la diferencia de fase entre las ondas de recepción.

Si ocurre tal desvanecimiento, no sólo varía la intensi-

dad de campo eléctrico, sino que también se distorsiona - la forma de onda, por tanto aumenta la interferencia in tersimbólica y se generan códigos erróneos.

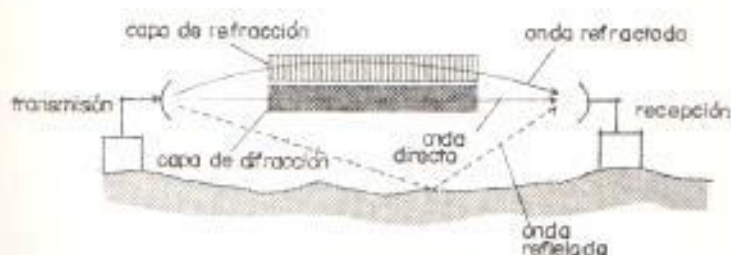
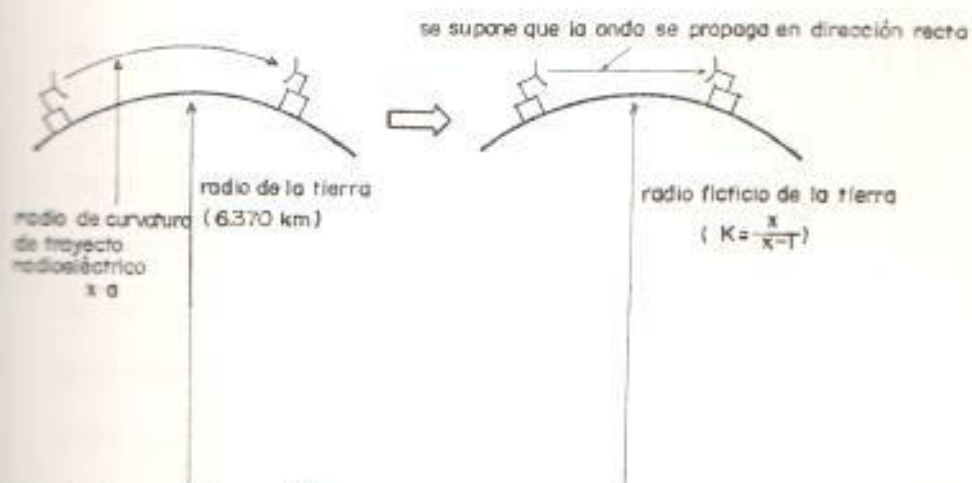


FIGURA Nº 2.5. MECANISMO DEL DESVANECIMIENTO POR INTERFERENCIA.



a. Trayecto verdaderamente radio

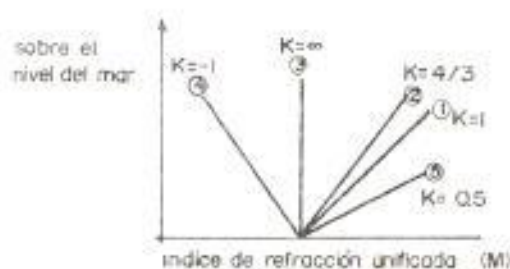
b. Se considera que el trayecto de propagación es recto.

2.6. CONCEPTO DEL RADIO FICTICIO DE LA TIERRA

El índice de refracción atmosférica en general disminuye conforme a la elevación de la altura sobre el mar.

La tierra está cubierta por capas atmosféricas cuya forma es una esfera concéntrica, entonces en general la onda radioeléctrica se propaga en el aire libre trazando un arco hacia abajo. En la atmosfera normal de la zona templada el radio de este arco es cuatro veces más grande que el radio de la tierra. Sin embargo en diseños de trayecto de propagación es conveniente considerar el trayecto radioeléctrico como línea recta; en este caso la curva supuesta de la tierra se hace más suave que la real como se muestra en la figura N° 2.6., y se puede considerar que el radio de la tierra está agrandado equivalentemente. Para el caso en que el radio de curvatura del trayecto radioeléctrico es cuatro veces más grande que el de la tierra, el radio ficticio de la tierra (K) resulta ser de 4/3. Si varía la distribución del índice de refracción atmosférica, también varía K.

En la figura N° 2.7., que está en la siguiente página, se muestran varias situaciones de propagación para varios valores de K. En esta figura el índice de refracción corregido (M) se utiliza para que la ley de Snell en la cual se trata la relación entre el ángulo de



a. Distribución vertical del índice de refracción modificada (M)



b. Trayectos verdaderos radioeléctricos.



c. La tierra ficticia para el caso que el trayecto radioeléctrico es recto.

FIGURA N° 2.7. DIVERSAS MANERAS DE PROPAGACION RADIOELECTRICA CONFORME A K.

incidencia y el de refracción de microondas se pueda aplicar a la atmósfera real cuya capa es concéntricamente esférica. Dicho índice se calcula como sigue (ver figura N° 2.8).

$$n_0 \cos \alpha_0 = n \cos \alpha = \text{constante} \quad (2.9)$$

Ley de Snell para la capa plana

$$n_0 \cos \alpha_0 = n \left(1 + \frac{h}{a}\right) \cos \alpha \quad (2.10)$$

$$\text{Si } n \approx 1, \frac{h}{a} < 1$$

$$\therefore \left(n + \frac{h}{a}\right) \cos \alpha = m \cos \alpha$$

Ley de Snell para la capa concéntricamente esférica

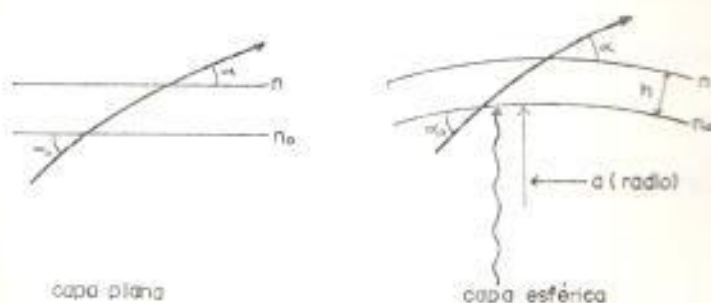


FIGURA N.º 2.8. LEY DE SNELL

Sustituyendo n por m , la ley de Snell para la capa concéntricamente esférica se puede tratar como para capa plana.

Como m es un valor muy cercano a 1, para mayor convenien
cia numérica utilizamos el índice de refracción co

regido (M) extraído de m como sigue:

$$M = (m-1) \times 10^6$$

$$= \left(n + \frac{h}{a} - 1\right) \times 10^6 \quad (2.11)$$

En la figura N° 2.9., se muestran diversas curvas sobre la distribución vertical de M (curvas M). El caso (a) indica el tipo normal en que la inclinación de M es constante. En los otros casos en que M está distorsionada, la onda radio eléctrica se refracta extraordinariamente. El espacio entre tales capas anormales de M se llama conducto atmosférico, cuando se produce dicho conducto en el trayecto de propagación, se genera desvanecimiento intenso, el desvanecimiento por interferencia es el factor dominante en el diseño de enlace de microondas.

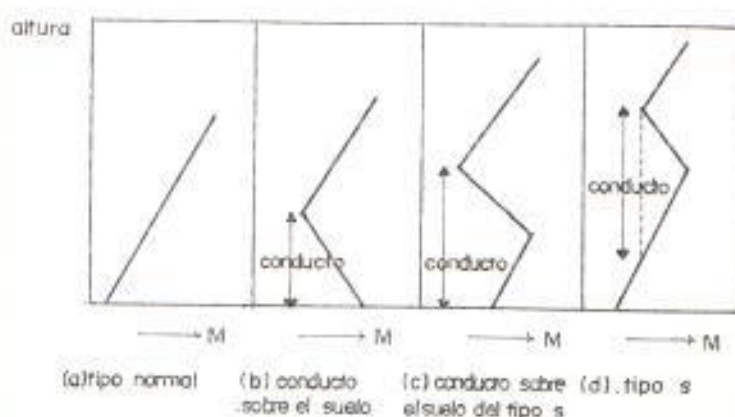


FIGURA N° 2.9. DISTRIBUCION VERTICAL DE INDICE DE REFRACCION MODIFICADA.

- Desvanecimiento por atenuación:

Este tipo de desvanecimiento se produce debido a que ondas radioeléctricas se divergen o se concentran por el conducto atmosférico.

Especialmente si las alturas de las antenas de transmisión y recepción son comparativamente bajas y la distancia entre ellas es muy larga, se produce a menudo tal conducto. Así por ejemplo en caso de que se produce un conducto sobre el suelo en el trayecto de propagación como se muestra en la figura N° 2.10., y la antena de transmisión está dentro del régimen de este conducto, la onda radioeléctrica emitida hacia la dirección horizontal se refracta hacia abajo y propaga concentrándose en el conducto (ver figura N° 2.10.1). De las ondas emitidas hacia arriba alguna parte cuyo ángulo de emisión es menor que el ángulo crítico se concentra igualmente en el conducto. (Ver figura N° 2.10.2.) y otra parte cuyo ángulo es mayor que el ángulo crítico se diverge hacia afuera del conducto (Ver figura N° 2.10.3.). Alguna parte de las ondas emitidas hacia abajo se concentra igualmente en el conducto (Ver figura N° 2.10.4.) y otra parte se refleja por la tierra o el mar y después de esto se concentra - alguna vez en el conducto o se diverge hacia arriba. Por lo que al área sombreada de la figura, casi no llega

la onda radioelétrica, tal fenómeno se llama desvanecimiento por atenuación.

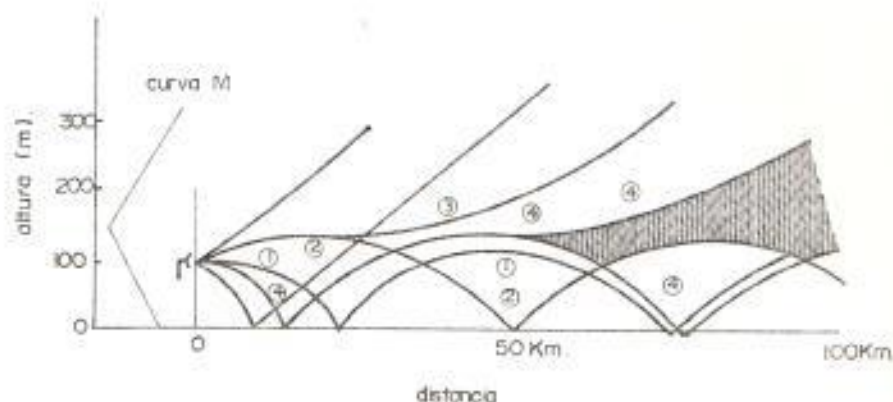


FIGURA N^o 2.10. DESVANECIMIENTO POR ATENUACION

- Desvanecimiento por difracción:

Esta clase de desvanecimiento se produce debido a la generación del conducto y a la variación de K en el trayecto de propagación por difracción en que existen obstáculos - difractores como montañas. En los sistemas de radioenlace digitales no se utiliza tanto tal trayecto fuera de visibilidad, por eso se omite la explicación detallada.

- Desvanecimiento por absorción:

Este tipo de desvanecimiento se produce debido a que la onda radioelétrica se absorbe y se dispersa por la llu

via, nieve, niebla y moléculas de gas en el trayecto de propagación. Las frecuencias mayores de 10 GHz reciben la influencia de tal desvanecimiento.

Principalmente la lluvia atenúa bastante la onda radioeléctrica como se muestra en la figura N° 2.11., y es un elemento dominante en diseño de sistemas digitales.

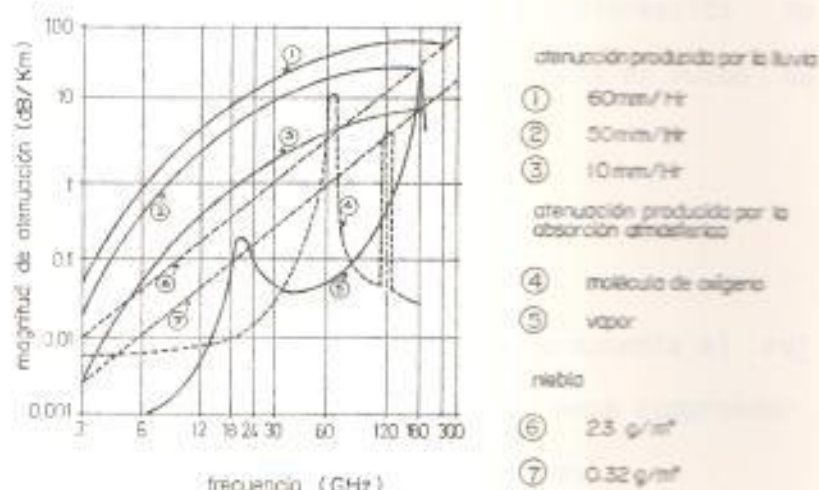


FIGURA N°2.11.-ATENUACION RADIOELECTRICA EN LA ATMOSFERA

2.3.2. Influencia del desvanecimiento para los sistemas de radio enlace digitales

Los sistemas de radioenlace digitales reciben las siguien

tes influencias del desvanecimiento:

- Se aumenta el ruido térmico y ruido de interferencia con la bajada de la potencia recibida.
- Se produce la distorsión de la forma de onda debido a la recepción de más de dos ondas radioeléctricas cuyos trayectos de propagación son distintos.
- Se degrada el factor XPD (Factor de discriminación de polarización cruzada) por lo que se aumenta el ruido de interferencia.
- Bajada de la potencia recibida:

Con la bajada de la potencia recibida se aumenta el ruido térmico y el ruido de interferencia, para comprender esto, analizaremos los siguientes aspectos:

1. Probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento Rayleigh:

Los desvanecimientos que causan interrupción instantánea del circuito son, en general, desvanecimientos muy intensos como el desvanecimiento del tipo Rayleigh. La probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento del tipo Rayleigh (P_R) se deduce por la ecuación experimental siguiente:

$$P_R = Q. f^{1.2} d^{3.5} \quad (2.12)$$

en donde:

f : frecuencia radioelétrica (GHz)

d : distancia de repetición (Km)

Q : coeficiente del trayecto de propagación

clase de trayecto de propagación	valor de Q (ecuación 2.12)	valor de Q_0 (ecuación 2.21)	nota
montañas	4.0×10^{-10}	3.1×10^{-2}	
llanuras	9.6×10^{-10}	3.9×10^{-2}	$h \geq 100m$
	$\frac{9.4 \times 10^{-9}}{h^{1/3}}$	$0.057/h^{0.035}$	$h < 100m$
mar, costa	$\frac{7.0 \times 10^{-6}}{\sqrt{h}}$	$0.117/h^{0.13}$	$h \geq 100m$
	$\frac{7.0 \times 10^{-7}}{h}$	$0.21/h^{0.29}$	$h < 100m$

$$h = \frac{h_t + h_r}{2}$$

h_t : altura de antena de transmisión

h_r : altura de antena de recepción

TABLA N° 2.1. CONSTANTES DE TRAYECTO DE PROPAGACION

2. Distribución de la variación instantánea de la potencia:

Las formas de distribución de los desvanecimientos son diversas, no obstante por lo general se clasifican principalmente en dos formas:

- El valor de potencia expresado en dB toma la distribución, logarítmica normal.

- El valor real de potencia toma la distribución gamma.

Estas distribuciones de densidad de probabilidad se presentan por: distribución: logarítmica normal

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.13)$$

distribución gamma:

$$f(x) = \frac{\lambda^\lambda}{\Gamma(\lambda)} \cdot x^{\lambda-1} e^{-\lambda x} \quad (2.14)$$

En el Japón la distribución de la potencia de recepción de microondas afectadas por desvanecimiento en el trayecto de visibilidad directa obedece a la distribución gamma. Especialmente para el caso en que se produce desvanecimiento muy intenso, la intensidad de campo eléctrico de la onda de recepción se expresa aproximadamente por la distribución del tipo Rayleigh. Por tanto, tal desvanecimiento se llama desvanecimiento del tipo Rayleigh o desvanecimiento aleatorio de la distribución de Rayleigh. La distribución de la potencia de recepción durante desvanecimiento del tipo Rayleigh se logra poniendo 1 a λ de la ecuación (2.14) (sin diversidad de espacio); si se utiliza la

diversidad de espacio, se la logra poniendo $\lambda = 2$.

La probabilidad $P(x)$ de que la potencia de recepción cae debajo de cierto nivel X durante desvanecimiento del tipo Rayleigh se expresa por la ecuación siguiente, siendo X_0 el nivel central de la potencia recibida.

Hay que anotar que X es suficientemente más pequeño - que 1 y representa la distribución acumulativa de la potencia recibida.

$$P(x) = \frac{X}{X_0} \quad (\text{sin diversidad de espacio}) \quad (2.15)$$

$$\left(\frac{X}{X_0}\right)^2 \quad (\text{con diversidad de espacio}) \quad (2.16)$$

3. Variación del nivel central de la potencia recibida:

Durante desvanecimiento también varía el nivel central de la potencia recibida, entonces para lograr la distribución de la potencia recibida a largo plazo como un mes hay que tomar en cuenta la variación del nivel central de la potencia recibida. Esta variación se expresa aproximadamente por la distribución gamma poco intensa (o sea, λ es grande) según los resultados experimentales hechos en la NTT. La distribución acumulativa de la potencia recibida $P(x)$ se expresa por la

ecuación siguiente tomando en cuenta tal variación.

$$\alpha_c \cdot (X/X_0) \quad (\text{sin diversidad de espacio}) \quad (2.17)$$

$P(x) =$

$$\alpha_c \cdot (X/X_0)^2 \quad (\text{con diversidad de espacio}) \quad (2.18)$$

en donde α_c indica el coeficiente de aumento debido a la variación del nivel central de la potencia recibida y se representa por la siguiente ecuación experimental empleando la variación normal $\sigma(\text{dB})$.

$$\alpha_c = 10^y$$

$$y = \begin{matrix} -0.0228 + 0.0427 \sigma - 0.00181 \sigma^2 + 0.00467 \sigma^3 \\ (\text{sin diversidad de espacio}) \end{matrix} \quad (2.19)$$

$$\begin{matrix} -0.105 + 0.341 \sigma - 0.201 \sigma^2 + 0.0648 \sigma^3 \\ (\text{con diversidad de espacio}) \end{matrix} \quad (2.20)$$

La variación normal $\sigma(\text{dB})$ se deduce por la siguiente ecuación experimental.

$$\sigma = 0.75 \times f^{0.3} \times Q_d \times d^{0.9} \quad (\text{dB}) \quad (2.21)$$

f : frecuencia radioeléctrica (GHz)

d : distancia de repetición (Km)

Q_d : coeficiente del trayecto de propagación
(ver tabla N° 2.1)

4. Coeficiente compensatorio de banda ancha:

En los sistemas radioeléctricos que requieren una banda muy ancha de transmisión, durante el desvanecimiento selectivo en función de la frecuencia, a algunas frecuencias el nivel cae intensamente, pero a lo largo de toda la banda no cae el nivel con uniformidad (ver figura N° 2.12.a) Por tanto la bajada de la potencia de recepción en toda la banda de la señal es menor que la del caso de la banda estrecha.

El valor de tal diferencia de potencia se denomina - coeficiente compensatorio de banda ancha n_g . Este - coeficiente depende tanto del coeficiente de correlación de la frecuencia que se decide por la anchura - de la banda de la señal y condiciones del trayecto de propagación como también de la proporción de interrupción instantánea durante desvanecimiento. En la figura N° 2.12.b. se muestra el coeficiente compensatorio en que la anchura de banda de la señal es de 50 MHz.

(Ver figuras N° 2.12.a y N° 2.12.b. en la siguiente página).

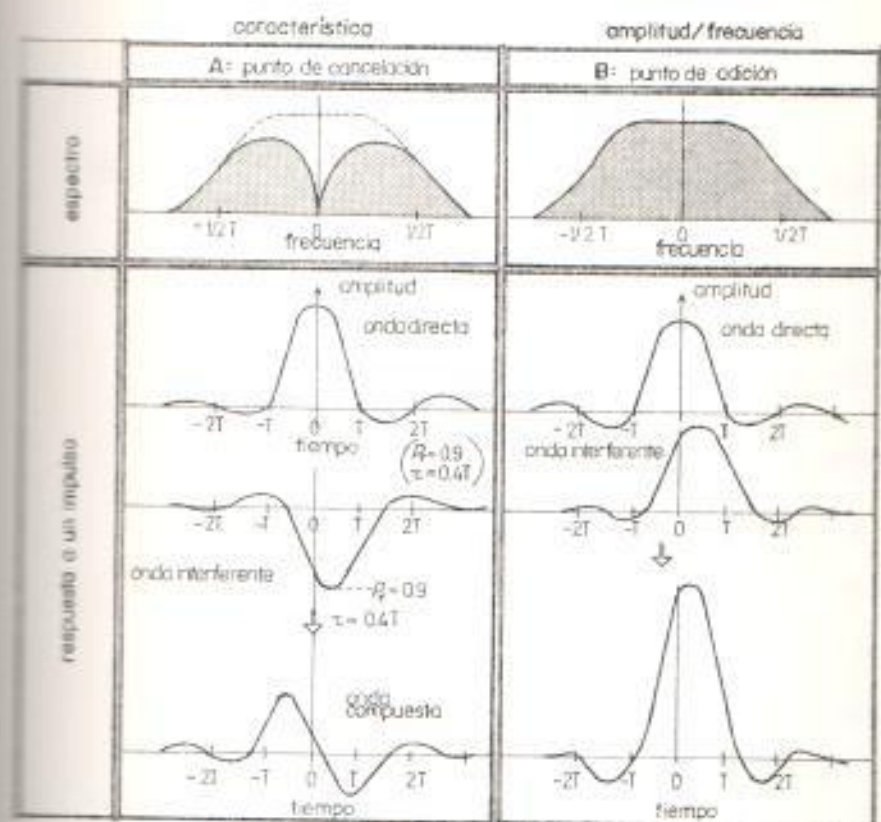
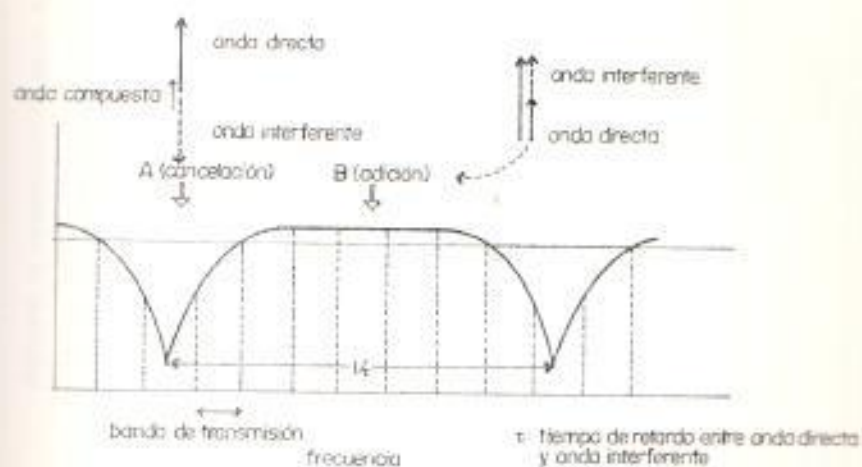


FIG. 12.a.-MECANISMO DE LA OCURRENCIA DE DISTORSION DE LA FORMA DE ONDA DEBIDA A DESVANECIMIENTO POR INTERFERENCIA.

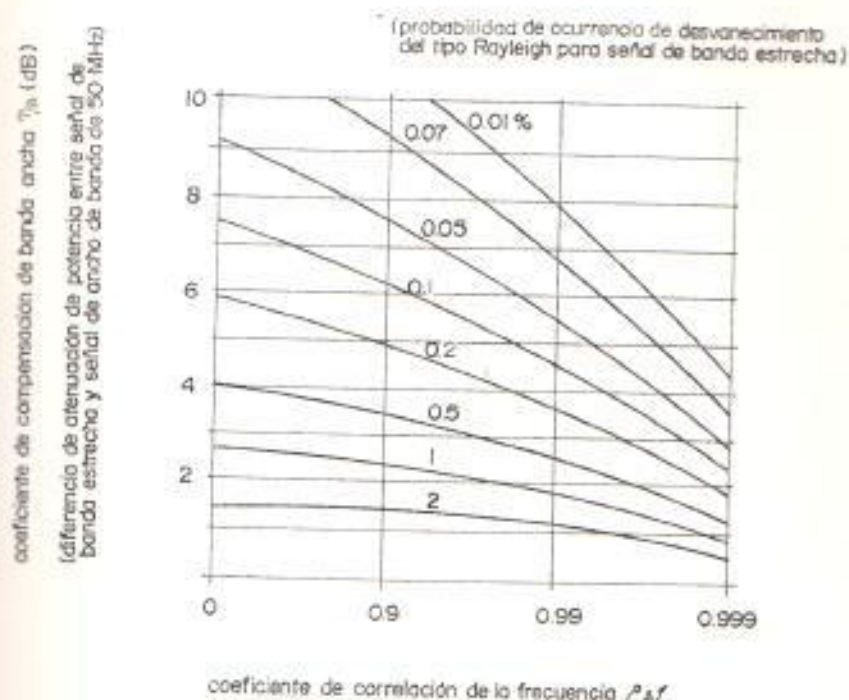


FIGURA N^o 2.12.b. COEFICIENTE DE COMPENSACION DE BANDA ANCHA
(EL ANCHO DE BANDA ES DE 50 MHz).

5. Dedución de la proporción de interrupción instantánea:

Suponemos ahora que la interrupción instantánea se produce debido al aumento del ruido térmico y ruido de interferencia relativamente conforme a la bajada de la potencia de recepción debajo de cierto valor X , entonces la proporción de interrupción instantánea P_N se logra por la ecuación siguiente siendo X_0 el nivel normal de la potencia de recepción.

$$P_N = \frac{\alpha_c}{1 - P_s} \cdot 10^{-(Ff + \eta_B)/10} \quad (\text{sin diversidad de espacio}) \quad (2.22)$$

$$P_N = \frac{\alpha_c}{1 - P_s} \cdot 10^{-(Ff + \eta_B) \times 2/10} \quad (\text{con diversidad de espacio}) \quad (2.23)$$

En donde:

$$Ff = -10 \log(X/X_0) \text{ (dB) (margen de protección contra desvanecimiento uniforme)}$$

(2.24)

ρ_s es el coeficiente de correlación espacial entre dos antenas para la diversidad de espacio y se expresa por:

$$\rho_s = \exp[-0.0021 \times \Delta h_d \times f \times \sqrt{0.4 \times d + K^2 S^2 (1-K^2) \times 10^4}]$$

(2.25)

Δh_d : distancia entre las antenas (en la dirección vertical) (m).

f : frecuencia radioeléctrica (GHz)

d : distancia de repetición (Km).

s : diferencia de longitud entre dos trayectos de propagación (m).

$$K = r / \sqrt{1 + r^2}$$

r : coeficiente de reflexión efectiva

- Distorsión de la forma de onda:

Durante desvanecimiento por interferencia las característi

cas amplitud/frecuencia y retardo de tiempo/frecuencia reciben la selectividad de frecuencia como se muestra en la figura N° 2.12.a. En este caso, alguna parte del espectro de la señal se desaparece a las frecuencias afectadas por desvanecimiento, y la forma de onda se distorsiona por lo que aumenta la tasa de códigos erróneos (BER). El grado de deformación depende de la intensidad de la onda interferente, de la magnitud de retardo de tiempo, del ritmo de reloj y del método de modulación y demodulación. Cuán intensa es la onda interferente, cuán largo es el retardo de tiempo, cuán alto es el ritmo del reloj y cuántos son los niveles de modulación, tanto más grande resulta la influencia de la distorsión de la forma de la onda.

Como una consecuencia de la distorsión de la forma de onda tenemos a la dispersión de amplitud dentro de la banda y dentro de ésta última se debe mencionar al coeficiente de correlación de frecuencia; así tenemos:

. Dispersión de amplitud dentro de la banda:

Manteniendo fijas las frecuencias en las cuales se produce desvanecimiento selectivo en función de frecuencia (frecuencia "dip") si la amplitud de la onda interferente se aproxima a 1 paulatinamente, la BER llega a exceder del nivel límite a cierto valor de ρ .

En la figura N° 2.13., se muestra la relación entre P_r y la frecuencia "dip". En esta figura la BER excede del nivel límite en el área sombreada; la figura N° 2.13.a., en la cual P_r se expresa por valor real se denomina curva W (debido a su forma) y la figura N° 2.13.b. en la cual P_r se expresa por la bajada de nivel o sea $20 \log(1-P_r)$ se denomina curva M. Así, si el nivel de amplitud del espectro de la señal cae debido a desvanecimiento selectivo en la parte cercana a los extremos del espectro, se produce la interrupción instantánea por un desvanecimiento no tan intenso. Es decir, en cuanto al grado de influencia debido a la distorsión de la característica amplitud/frecuencia, la influencia de la distorsión de primer orden es más grande que la de la distorsión de segundo orden.

La dispersión de amplitud entre $f_0 + 1/2T$ y $f_0 - 1/2T$, que se debe a la distorsión de primer orden se llama dispersión de amplitud dentro de la banda (Ver figura N° 2.14.), y si ella excede de un cierto valor, se produce la interrupción instantánea. Tal valor casi se decide por los parámetros del sistema de transmisión. Para el caso de $\alpha = 0.5$ (coeficiente de Roll-off), en el sistema 16-QAM es de unos 5 dB.

Es decir, en los sistemas de radioenlace digitales la -

proporción de interrupción instantánea que se debe a la distorsión de la forma de onda producida por desvanecimiento selectivo se puede deducir mediante la probabilidad de que la dispersión de amplitud dentro de la banda excede de cierto valor.

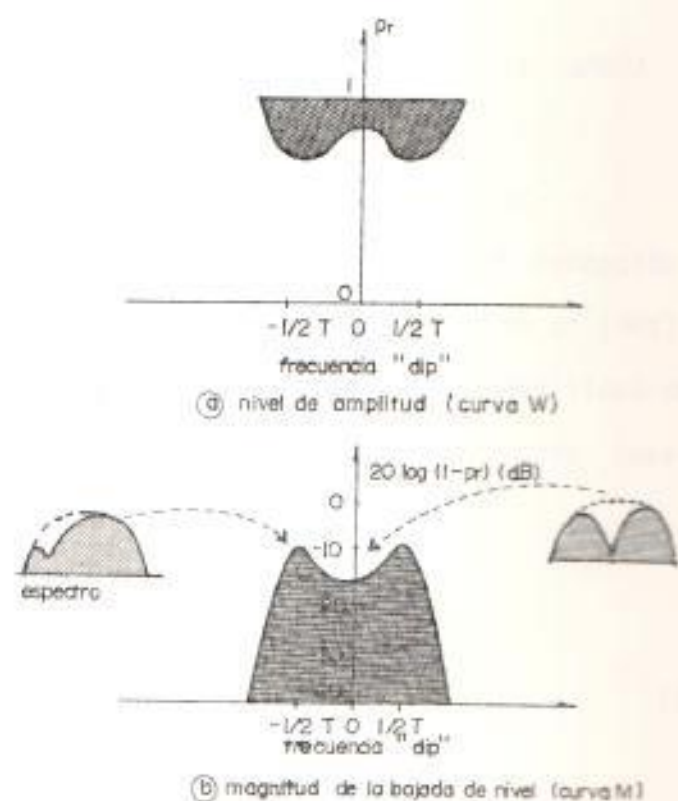


FIGURA N° 2.13. RELACION ENTRE FRECUENCIA "DIP" Y AMPLITUD DE ONDA INTERFERENTE QUE GENERA INTERRUPCION INSTANTANEA.

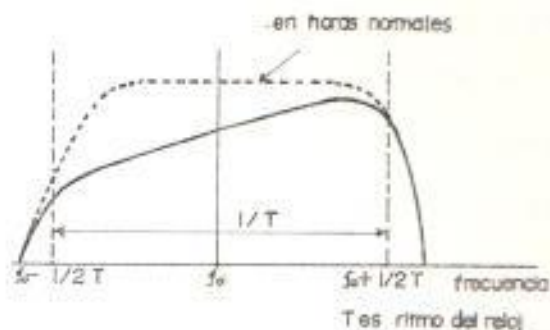


FIGURA N° 2.14. DISPERSION DE AMPLITUD DENTRO DE BANDA

. Coeficiente de correlación de frecuencia:

Siendo z la relación de dos potencias de recepción X_1 y X_2 , cuyas frecuencias están separadas en Δf (MHz) como se muestra en la figura N° 2.15., la probabilidad de que la dispersión de amplitud excede de z durante desvanecimiento del tipo Rayleigh se expresa por:

$$F(z) = 1 + \frac{1-z}{\sqrt{(1+z)^2 - 4\rho_{\Delta f} f \cdot z}} \quad (2.26)$$

$$z = X_1/X_2$$

(sin diversidad de espacio)

En donde $\rho_{\Delta f}$ es una constante que indica la correla

tividad entre las variaciones de X_1 y X_2 y se denomina - coeficiente de correlación de la frecuencia. $\rho_{\Delta f}$ se calcula tanto a base de la relación de amplitud, el valor promedio y la variación normal, de la diferencia de retardo de tiempo entre la onda directa y la onda interferente. En la figura N° 2.16., se muestra un ejemplo de $\rho_{\Delta f}$. También en la figura N° 2.17., se muestra la probabilidad de ocurrencia de la dispersión de amplitud tomando $\rho_{\Delta f}$ como parámetro (sin diversidad de espacio).

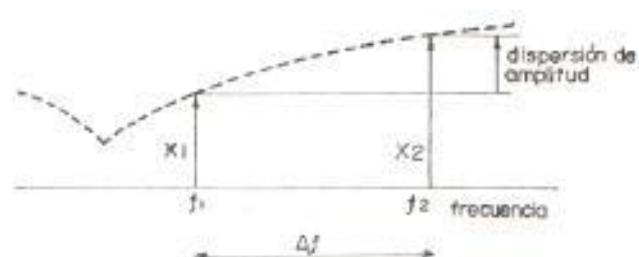


FIGURA N° 2.15. CONCEPTO SOBRE LA CORRELACION DE LA FRECUENCIA

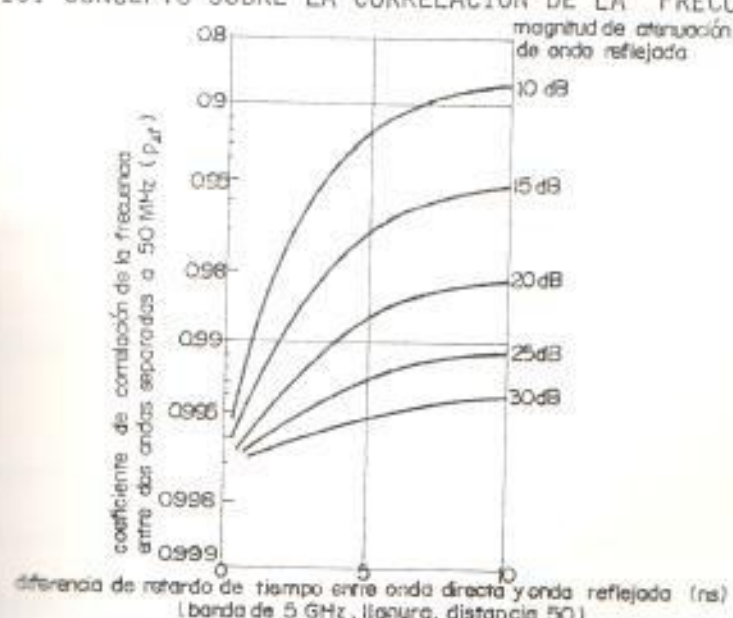


FIGURA N° 2.16. EJEMPLO DE COEFICIENTE DE CORRELACION DE LA FRECUENCIA

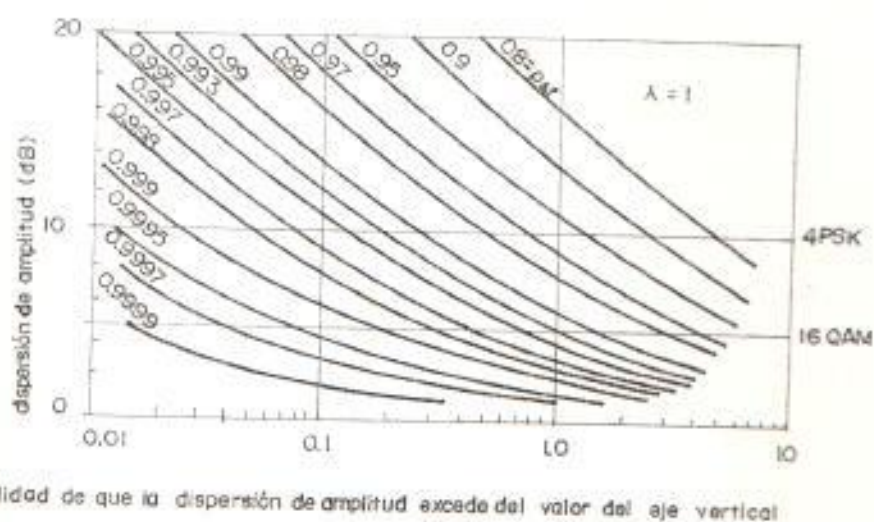


FIGURA Nº 2.17. DISTRIBUCION DE LA DISPERSION DE AMPLITUD (SIN DIVERSIDAD DE ESPACIO).

DIVERSIDAD

La diversidad es un método de reducir la influencia de desvanecimiento mediante la combinación de las señales de salida de más de dos receptores entre los cuales la correlación es pequeña (o sea por ello no sufren desvanecimientos simultáneamente), o mediante la selección de una de ellas.

2.1. Clasificación de los métodos de diversidad

Los métodos de diversidad se clasifican en:

- Diversidad de espacio (SD):

La correlación espacial entre dos antenas se disminuye separándolas espacialmente. Se usa un sólo transmisor y dos receptores. Ver figura Nº 2.18.

- Diversidad de frecuencia (FD):

La correlación de frecuencia se disminuye mediante la separación de frecuencias, o sea, aprovechamos que la probabilidad de que ocurran desvanecimientos simultáneamente en más de dos radiocanales separados en cierta frecuencia es muy pequeña (Ver figura N° 2.19.). En este caso si cada radiocanal emplea la diversidad de frecuencia, la anchura de banda requerida resulta el doble y en vista de la utilización eficaz del espectro de frecuencia tal método no es adecuado. Entonces en realidad se emplea el método de "sistema de reserva" en el que se les atribuye un sistema de reserva a varios sistemas de trabajo como contramedidas frente a desvanecimientos y fallas de equipos.

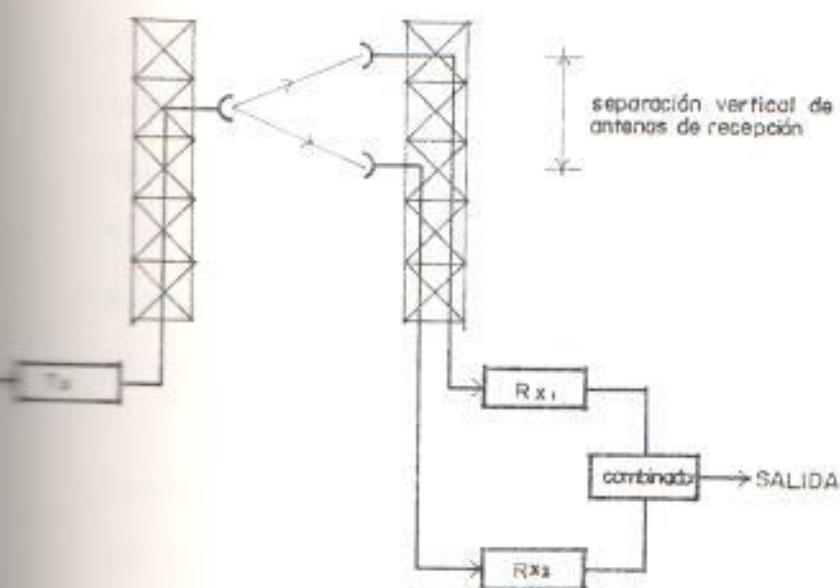


FIGURA N° 2.18.

DIVERSIDAD DE ESPACIO

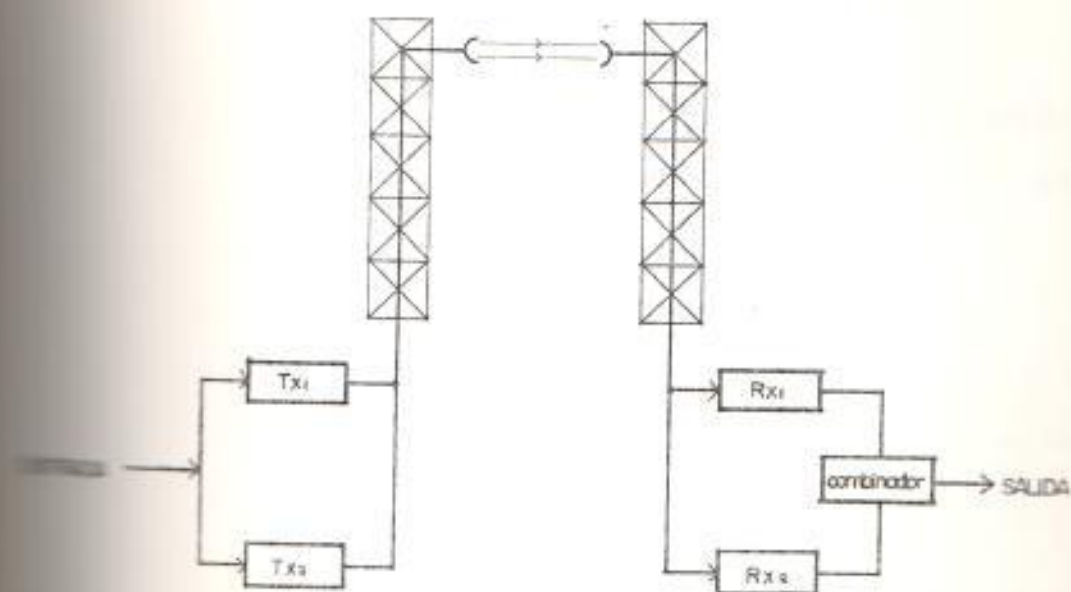


FIGURA Nº 2.19. DIVERSIDAD DE FRECUENCIA

- Diversidad de Polarización:

Este método aprovecha el método de que las maneras de generación de desvanecimiento, son distintas conforme a la polarización vertical y a la horizontal. Sin embargo, en vista de la utilización eficaz del espectro si se transmiten dos señales distintas en una misma frecuencia empleando el método de polarización ortogonal, este tipo de diversidad no se puede aplicar. Además él tiene menor efecto que otros, por eso todavía no se ha puesto en uso práctico.

- Diversidad angular:

Los radiadores primarios de antena parabólica, están colocados separadamente y emiten ondas radioeléctricas a

dos direcciones distintas, por lo que se logra el efecto de diversidad. Este método se considera como metamorfosis de la diversidad de espacio.

De estos métodos de diversidad, la diversidad de espacio es el que más se usa en los sistemas de radioenlace digitales debido especialmente a su menor costo.

3.4.2. Diversidad de espacio (S.D: Space Diversity)

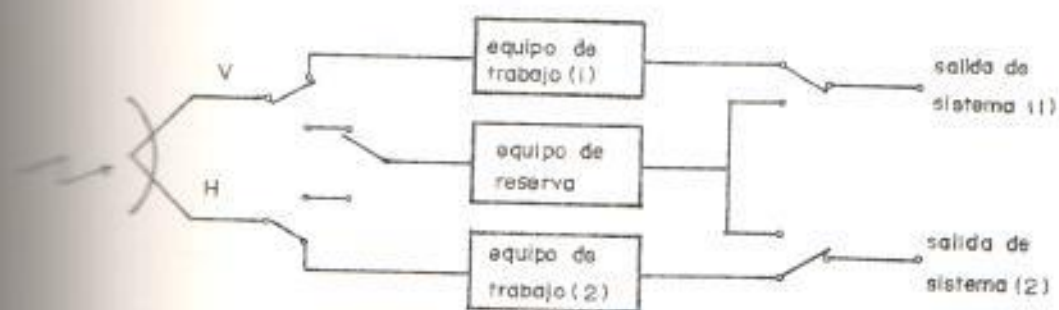
Acerca de la diversidad de espacio existen dos métodos, o sea, la diversidad de espacio con conmutación (SD con conmutación) en la cual de las dos señales recibidas se selecciona una señal cuya calidad es más buena que otra, y la diversidad de espacio con combinación (SD con combinación) en la cual las dos señales recibidas se combinan en una señal. En la SD con conmutación es un problema la variación brusca de fase y amplitud de la señal en el momento de la conmutación y en cuanto a la distorsión de la forma de onda no se espera el efecto de cancelación de la onda interferente, el cual se puede realizar en la SD con combinación. Sin embargo, la SD con conmutación no requiere el circuito controlador de fase, por eso ella tiene una composición más sencilla que la SD con combinación.

A continuación tenemos a los métodos mencionados anterior-

mente:

- Diversidad de espacio con conmutación:

A manera de ejemplo se presenta brevemente la SD con conmutación del sistema de radioenlace digital de capacidad pequeña (48 ch/sys) en la banda de 2 GHz 2S - P3, en dicho sistema la anchura de banda disponible es estrecha (2.110 - 2.290 MHz). Entonces no se emplea el sistema de reserva, sino solamente equipos de reserva. En este sistema se utiliza una frecuencia para dos radiocanales, mediante la técnica de la polarización ortogonal y está dispuesto un equipo de reserva para los dos equipos de trabajo que utilizan la misma frecuencia. Si se requiere la función de la SD, basta agregar un receptor para los dos equipos de reserva como se muestra en la figura N° 2.20.



2.20.a. COMPOSICIÓN DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN (SIN DIVERSIDAD DE ESPACIO).

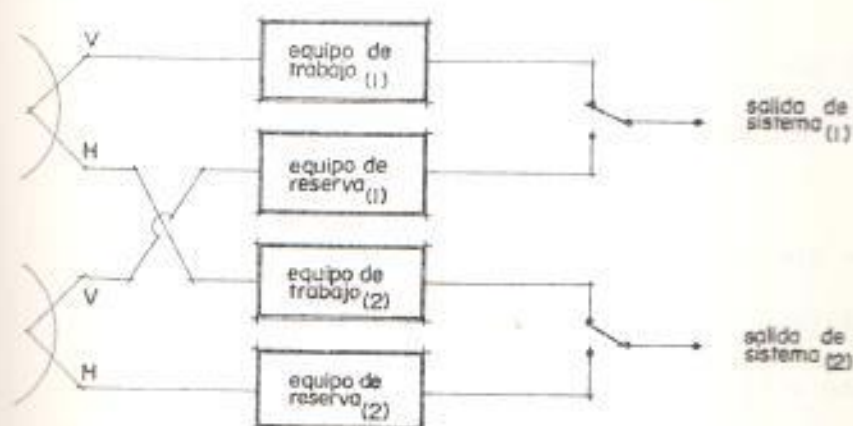


FIGURA Nº 2.20.b. COMPOSICION DEL SISTEMA DE RECEPCION (SD)
 FIGURA Nº 2.20.COMPOSICION DE LA SD CON CONMUTACION EN BANDA BASE SISTEMA
 2S - P3

- Diversidad de espacio con combinación:

Existen dos métodos para combinar señales de salida de dos receptores, es decir la SD con combinación lineal y la S/D con combinación cuadrática. En la SD con combinación lineal las dos señales se combinan de modo que el nivel de la señal compuesta se vuelva máximo. Es decir, la diferencia de fase entre las dos señales se controla para que sea cero mediante el desfasador como se muestra en la figura Nº 2.21.a. En este caso, la relación señal/ruido (S_0/N_0) de la señal compuesta se expresa por la ecuación siguiente, siendo S_1/N_1 y S_2/N_2 las relaciones señal/ruido de las dos señales de entrada, respectivamente y poniendo $N_1 = N_2 = N$, se tiene:

$$S_0/N_0 = \frac{S_1 + S_2}{\sqrt{2} \cdot N} \quad (2.27)$$

El trazado de S_1 y S_2 bajo la condición de que S_0/N_0 es fija se muestra por la línea (b) de la figura N° 2.22.

En la SD con combinación cuadrática para que la relación señal/ruído de la señal compuesta (S_0/N_0) se vuelva máxima, las dos señales de entrada se combinan no sólo haciendo que la diferencia de fase entre las dos señales sea cero, sino también controlando las amplitudes de las dos señales de entrada como se muestra en la figura N° 2.21.b. En cuanto a la ponderación de amplitud, se amplifica la señal cuya S/N es mejor en la porción de diferencia entre las dos S/N.

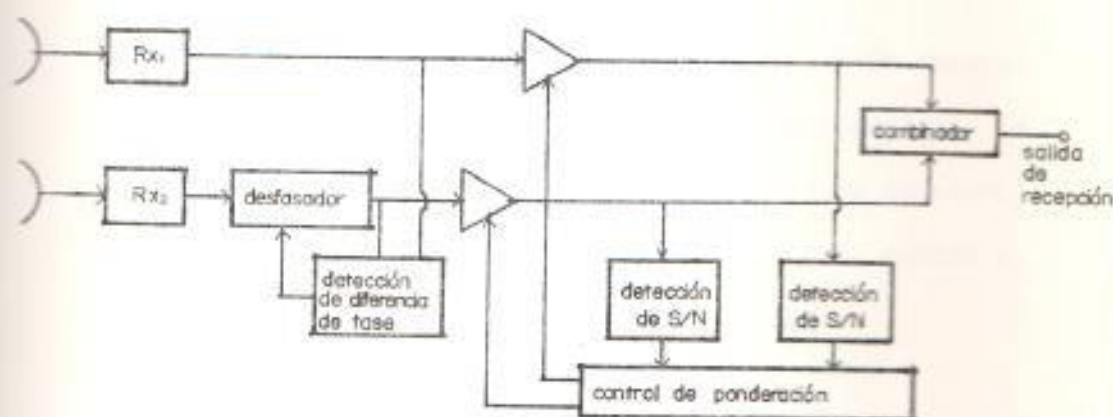
La relación señal/ruído del caso de la combinación cuadrática (S_0/N_0) se expresa por la ecuación (2.28) y el trazado ($S_0/N_0 = C$), se muestra en el círculo (C) de la figura N° 2.22.

$$S_0/N_0 = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2}}{N} \quad (2.28)$$

En la siguiente página podemos observar la figura N° 2.21. que nos muestra la SD con combinación y la figura N° 2.22. que nos señala el trazado de la S/N en el cual la S/N de potencia compuesta se mantiene constante.

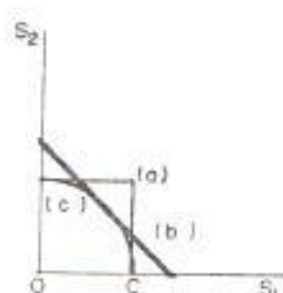


(a) SD con combinación lineal



(b) SD con combinación cuadrática

FIGURA N° 2.21. SD CON COMBINACION



- (a) $S_1 = C$ o $S_2 = C$ (combinación)
 (b) $S_1 + S_2 = \sqrt{2} C$ (combinación lineal)
 (c) $\sqrt{S_1 + S_2} = C$ (combinación cuadrática)
 (c es constante)

FIGURA N° 2.22. TRAZADO DE LA S/N EN EL CUAL LA S/N DE POTENCIA COM PUESTA SE MANTIENE CONSTANTE.

- Diversidad de espacio con combinación de fase:

En el método de la diversidad de espacio con combinación lineal el desfasador funciona de modo que la diferencia de fase entre las dos señales de entrada se vuelva cero es decir, "en fase"; por tanto ella se denomina también la SD con combinación en fase o la SD del tipo potencia máxima.

En la figura Nº 2.23., se muestra su composición general en los sistemas de microondas analógicos que emplean la FDM-FM, el aumento del ruido térmico debido a desvanecimiento es el problema más importante, por eso contra esto se emplea la SD con combinación en fase.

El método que hace que la diferencia de fase se vuelva cero se llama "sensing" (adquisición de datos) en el cual una de las señales de entrada se modula en fase por onda cuya frecuencia es muy baja (unas centenas de Hz) y luego el desfasador se controla para que caiga el nivel de la componente AM generada en la señal compuesta.

En la página siguiente podremos apreciar la figura Nº 2.23., que nos indica la composición de la SD con combinación en fase por "sensing".

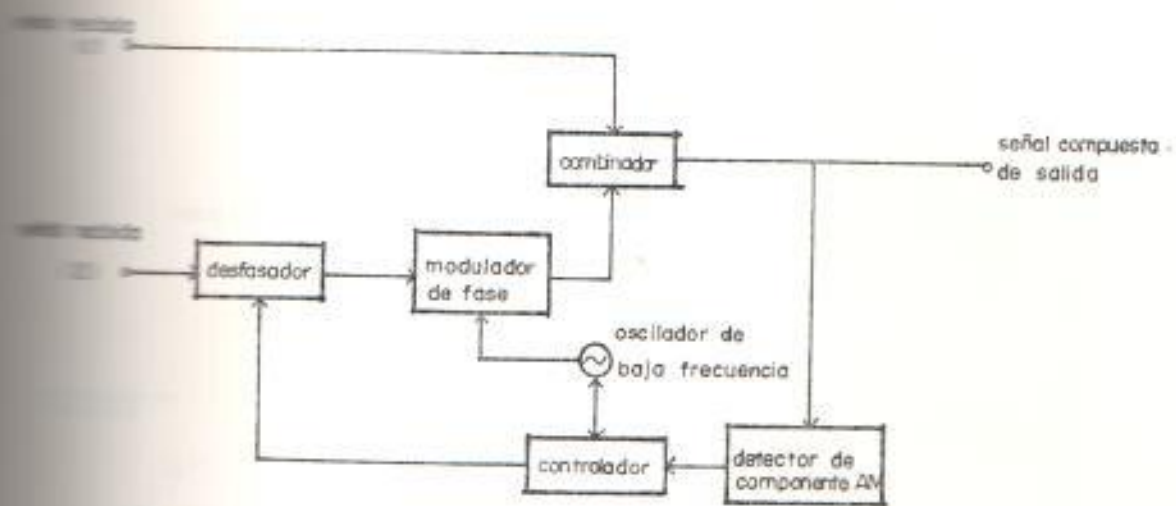


FIGURA Nº 2.23. COMPOSICION DE LA SD CON COMBINACION EN FASE POR "SENSING".

- Diversidad de espacio del tipo Dispersión de Amplitud mínima dentro de la banda:

Para los sistemas de radio digitales en que se requiere la transmisión de banda muy ancha, tanto el aumento del ruido térmico como la distorsión de la forma de onda afectan a la tasa de códigos erróneos durante desvanecimiento por interferencia, lo que se debe a que por lo general en la señal recibida se incluyen, aparte de la onda directa unas ondas interferentes (onda reflejada y onda refractada) que están demoradas en algún tiempo respecto a la onda directa. Para tales sistemas de radio enlace digital, no es eficaz la diversidad de espacio con combinación en fase, porque no se puede suprimir las ondas interferentes como se muestra en la figura Nº 2.24.a.

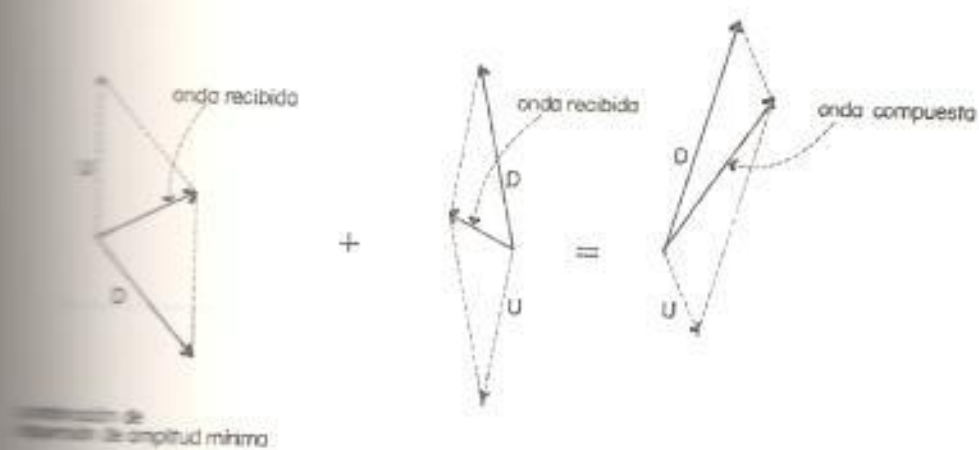
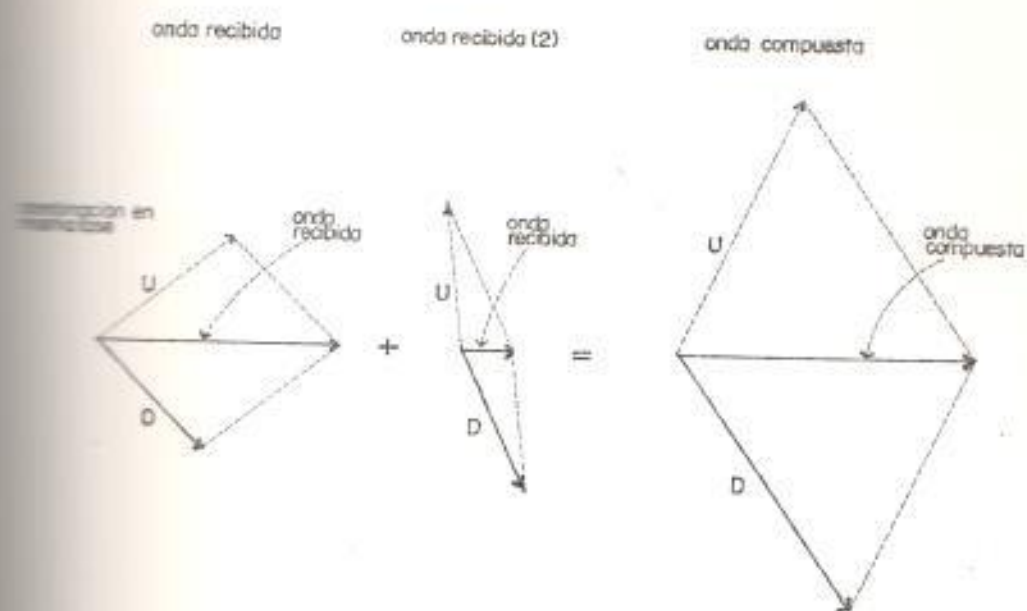


FIGURA Nº 2.24.- COMBINACION DE LAS ONDAS RECIBIDAS EN MISMA FASE Y EN FASE OPUESTA.

Entonces ¿Cómo se puede suprimir tales ondas interferentes que causan la distorsión de la forma de onda?.

Para esto, haciendo que las fases sean inversas una de otra, entre dos ondas interferentes recibidas por dos antenas correspondientes, las dos ondas interferentes se combinan eliminándose una a otra como se muestra en la figura N° 2.24.b.

Es decir el desfasador se controla para que se vuelva mínima la dispersión de amplitud generada por ondas interferentes dentro de la banda. Este tipo de diversidad de espacio se denomina SD del tipo dispersión de amplitud mínima. En la figura N° 2.25., se muestra el diagrama de bloques. Ella se compone de un circuito detector de la dispersión de amplitud dentro de la banda, un controlador, un desfasador y un combinador.

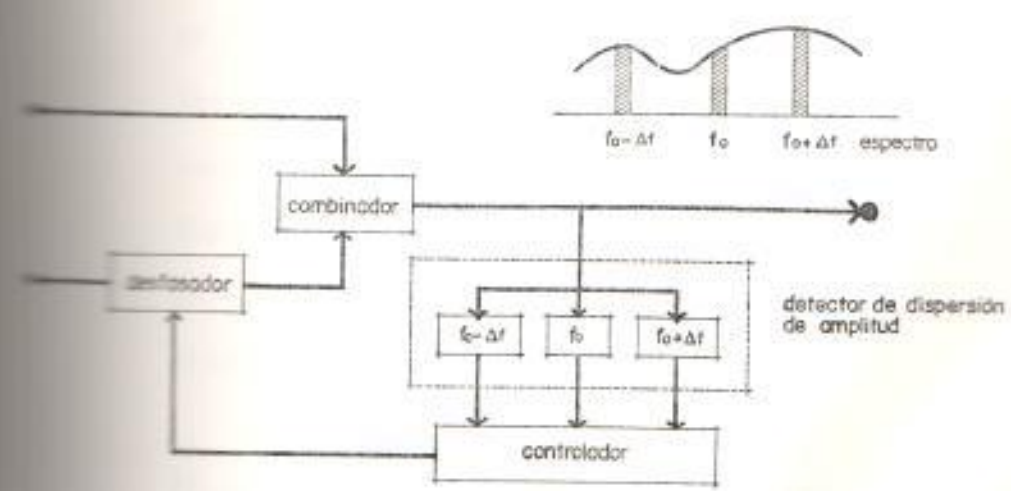


FIGURA N° 2.25. DIAGRAMA DE BLOQUE DE LA SD DEL TIPO DISPERSION DE AMPLITUD MINIMA.

- Desfasador:

En la SD con combinación se emplea el desfasador que mantiene en cero la diferencia de fase entre las dos señales de entrada. En el desfasador del tipo combinación vectorial la revolución de fase se realiza por la combinación de dos ondas ortogonales cuyos niveles son variables.

Este tipo de desfasador se puede realizar tanto en la - banda de microondas como también en la banda de frecuencias intermedias. Además, puede ser empequeñecido, consume poca energía y funciona a velocidad muy alta.

En la figura N° 2.26.a., se muestra la composición, y en la figura N° 2.26.b., se muestra el principio de funcionamiento. Siendo E_i la señal de entrada, E_i se divide en la componente en fase A_i y la componente ortogonal B_i . Si se supone que θ representa la magnitud de desplazamiento de fase y si E_o , representa la señal de salida, mediante las señales de control X_a y Y_b , que se alimentan a los moduladores equilibrados, los vectores A_i y B_i , se convierten en los A_o y B_o , bajo las relaciones $A_o = E_o \cos \theta$ y $B_o = E_o \sin \theta$. Entonces la fase de la señal de salida E_o se desplaza en θ con respecto a la señal de entrada E_i .

En la siguiente página podremos observar la figura N° 2.26.

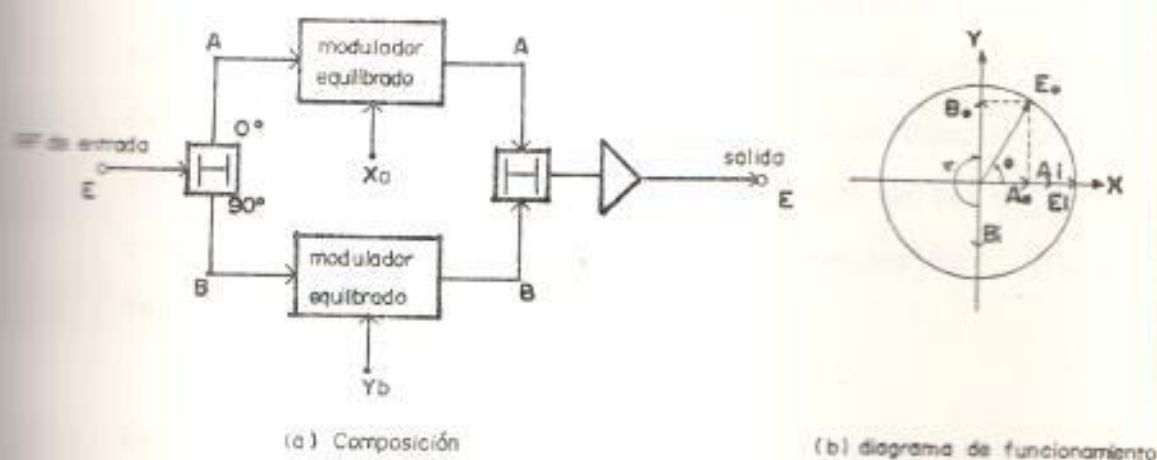


FIGURA N° 2.26. DESFASADOR DEL TIPO COMBINACION VECTORIAL EN EL CUAL SE EMPLEAN DIODOS SEMICONDUCTORES.

2.4.3. Diversidad de frecuencia

La diversidad de frecuencia aprovecha el hecho de que la probabilidad de ocurrencia simultánea de desvanecimientos en más de dos frecuencias es pequeña. Por tanto en ella se emplean dos frecuencias distintas, lo que significa sin embargo que la eficiencia de la utilización de frecuencias es baja, entonces este método se utiliza poco en circuitos reales.

En la mayor parte de los sistemas de microondas presentes, se emplea el método de sistema redundante en el cual se tiene un sistema redundante (o de reserva) para unos sistemas de trabajo. Entonces aún durante la avería del equipo, la

interrupción de servicio se puede evitar mediante la conmutación entre el sistema en falla y el sistema de reserva. Este método también se puede considerar como un tipo de diversidad de frecuencia. Para elevar el efecto de tal diversidad de frecuencia, hay que ejecutar la conmutación sin interrupción.

La conmutación sin interrupción en los sistemas de radioenlace digitales significa la conmutación sincrónica, o sea, el sistema en falla se conmuta al sistema de reserva después de que se hayan establecido la sincronización de bits y la de trama entre los dos sistemas, para esto hay que tomar en cuenta las dos condiciones siguientes:

1. Reducción del tiempo de conmutación:

Para poder ejecutar la conmutación sincrónica confrontando desvanecimiento en el cual, el nivel de potencia cae con mucha rapidez, hace falta reducir el tiempo de conmutación en el cual se incluyen el tiempo durante el cual se establece la sincronización, el tiempo durante el cual se detectan los bits erróneos y el tiempo durante el cual funciona el interruptor.

Por lo general se necesita que el tiempo de conmutación total sea inferior a 10 - 20 ms.

2. Disminución de la diferencia de tiempo de propagación entre los sistemas de trabajo y de reserva:

Durante el desvanecimiento el tiempo de propagación varía conforme a la frecuencia, por tanto para ejecutar la conmutación sincrónica, hay que disminuir tal diferencia de tiempo entre los sistemas de trabajo y de reserva. Existen varios métodos, por ejemplo empleando un registrador de varios bits, el punto de comienzo de lectura se ajusta para que se establezca la sincronización de trama entre los dos sistemas.

2.4.4. Igualador Adaptivo

Siendo $X(\omega)$ la función de transferencia del circuito de transmisión y $H(\omega)$ la función de transferencia total del sistema ($H(\omega) = X(\omega) \cdot C(\omega)$), la función del igualador es ajustar su propia función de transferencia $C(\omega)$, para que $H(\omega)$ sea una función de transferencia ideal (por ejemplo, $H(\omega) = 1$). Ver figura N° 2.27.

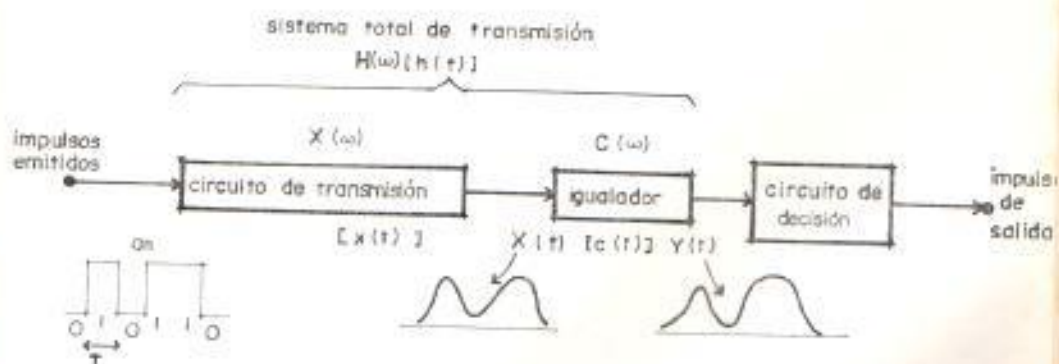


FIGURA N° 2.27. SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL

En los sistemas de radioenlace digitales cuya eficiencia de transmisión es muy alta hace falta un igualador adaptativo, cuya característica varía según el tiempo haciendo que se vuelva plana automáticamente la característica amplitud/frecuencia dentro de la banda que varía a cada momento durante desvanecimiento.

Existen dos tipos de igualador adaptativo como contra medidas frente a desvanecimiento:

- Igualador adaptativo en región de frecuencias:

Por el cual se igualan las características amplitud/frecuencia y retardo de tiempo/frecuencia de la señal afectada por desvanecimientos, éste iguala la función de transferencia del circuito de transmisión $X(\omega)$ afectado por desvanecimiento, haciendo que la función de transferencia del igualador $C(\omega)$, sea la función inversa de $X(\omega)$. Este igualador se instala delante del demodulador, entonces las características amplitud/frecuencia y retardo de tiempo/frecuencia se compensan en la etapa anterior a la demodulación.

Explicaremos brevemente sobre el igualador adaptativo del tipo resonancia variable que se utiliza ampliamente.

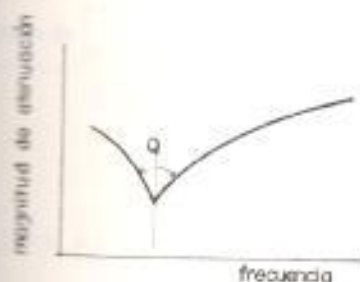
En la figura N^o 2.28.a., se muestra la característica am

plitud/frecuencia del desvanecimiento por interferencia debido a dos frecuencias. El igualador en el cual se emplea el circuito resonante (figura N° 2.28.b.), que puede realizar con alta exactitud la característica inversa de la característica explicada arriba se llama igualador adaptativo del tipo resonancia variable. Durante desvanecimiento varía a cada momento la posición de la frecuencia afectada por desvanecimiento en la cual la característica de amplitud/frecuencia de la señal sufre atenuación y la intensidad de atenuación también varía. En la figura N° 2.29., tenemos al circuito, allí la frecuencia central de resonancia varía, conforme a la variación de la capacitancia del circuito resonante. Para seguir a la variación de la intensidad de atenuación, la agudeza de resonancia Q del circuito varía conforme a la variación de la resistencia del diodo de PIN. En realidad el circuito resonante no puede compensar completamente la característica amplitud/frecuencia distorsionada por el desvanecimiento debido a la interferencia entre dos ondas, por tanto está agregado al circuito resonante un filtro de paso bajo cuya resistencia puede ser variada por el resistor variable R_1 para mejorar la función del circuito resonante.

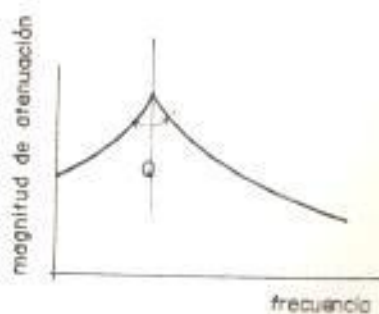
En la figura N° 2.30., se muestra la composición del

igualador adaptativo del tipo resonancia variable.

Este igualador se emplea en la etapa FI (frecuencia intermedia). En el detector de desvanecimiento se captan datos sobre la posición de la frecuencia (f_{dip}) en la cual se atenúa la onda radioeléctrica, debido a desvanecimiento, y en tres filtros se captan datos sobre la característica amplitud/frecuencia ya igualada en tres posiciones de frecuencia en la banda de FI (f_0 , f_- , f_+). Mediante estos datos, varían tanto la frecuencia resonante (f_r) como la agudeza de resonancia (Q) del circuito igualador de modo que el residuo de igualación se vuelva a mínimo.



(a) características de atenuación del desvanecimiento selectivo en función de frecuencia



(b) características del circuito igualador

FIG. 2.28. PRINCIPIO DEL IGUALADOR ADAPTATIVO DEL TIPO RESONANCIA VARIABLE.

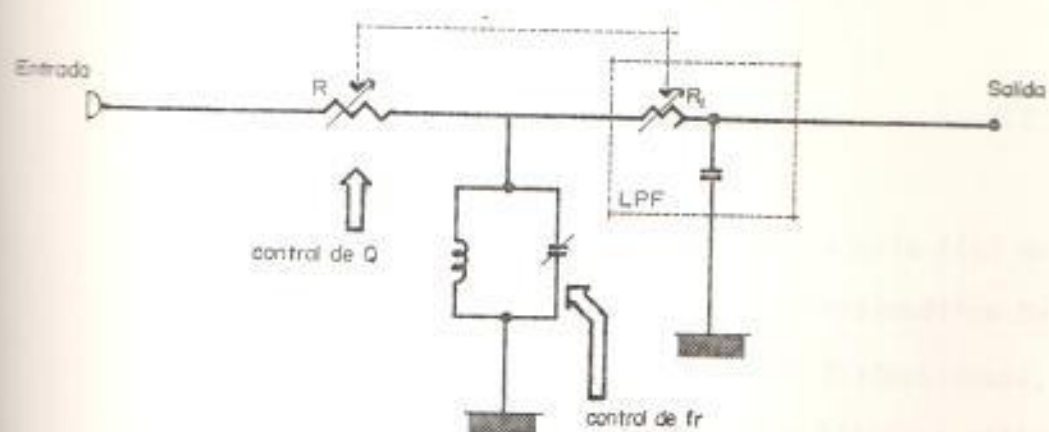


FIGURA Nº 2.29. CIRCUITO IGUALADOR DEL TIPO DE RESONANCIA VARIABLE

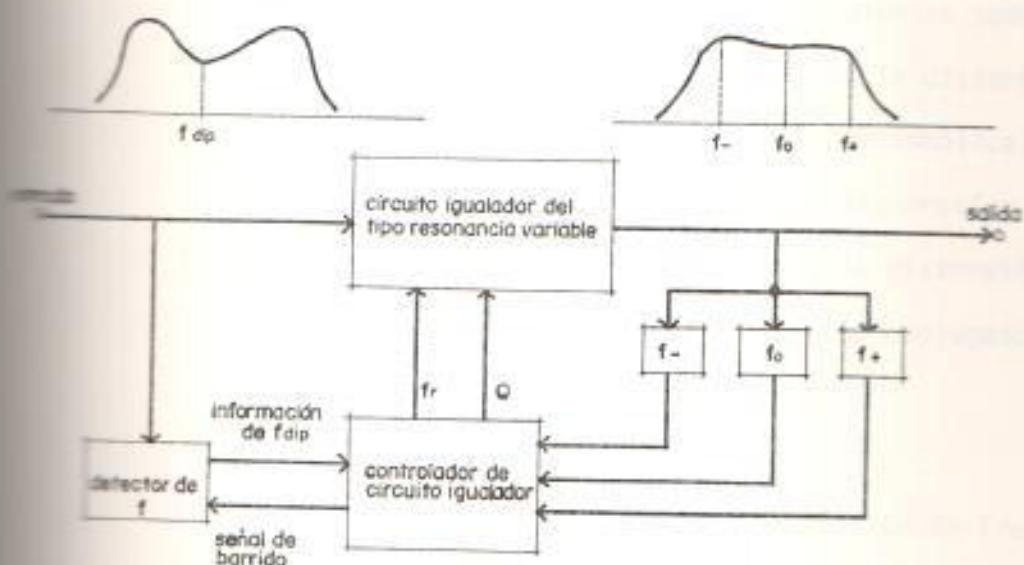


FIGURA Nº 2.30. COMPOSICION DEL IGUALADOR ADAPTATIVO DEL TIPO RESONANCIA VARIABLE.

- Igualador adaptativo en región de tiempo:
- Por el cual se reforman la onda distorsiona por desvaneci_miento, siendo:

$$h(t) = X(t) * C(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\xi) \cdot C(t-\xi) d\xi \quad (2.29)$$

La respuesta a un impulso, el igualador ajusta $C(t)$ de modo que se elimine la interferencia intersimbólica. De una manera concreta, la forma de impulso distorsionada, se restaura en forma ideal, usando unos bits que están delante y detrás del bit contemplado.

2.4.5. Efectos de las técnicas contra desvanecimientos

En cuanto a las técnicas contra desvanecimientos podemos decir que la diversidad de espacio aligera la distorsión de la forma de onda (la interferencia intersimbólica) y el igualador adaptativo, también aligera la distorsión; hablaremos sobre los efectos de cada uno para la distorsión de la forma de onda y también sobre el efecto conjugado del caso en que ellos se emplean juntos.

Se usa ampliamente el método de la correlación de frecuencia, para deducir la proporción de interrupción instantánea producida por la distorsión de la forma de onda. es decir, primero calculamos el coeficiente de correlación de frecuencia $\rho_{\Delta f}$. A base de las características del trayecto de propagación a estudiarse; utilizando ese coeficiente obtenemos la probabilidad de ocurrencia de la dispersión de amplitud dentro de la banda, luego deducimos la propor-

ción de interrupción instantánea mediante la probabilidad de que tal dispersión de amplitud excede de cierto nivel admisible que se decide por los parámetros del sistema de transmisión.

El efecto de las técnicas para la compensación de desvanecimiento en relación con la distorsión de la forma de onda se evalúa por el aumento del coeficiente de correlación de frecuencia o el aligeramiento de la probabilidad de ocurrencia de la dispersión de amplitud dentro de la banda.

a) Diversidad de espacio:

La diversidad de espacio con combinación en fase tiene el efecto de reducir la dispersión de amplitud dentro de la banda, por tanto ella se evalúa por el factor de la reducción de la probabilidad de ocurrencia de la dispersión de amplitud dentro de la banda.

La probabilidad $P(z)$ de que la dispersión de amplitud, excede de z , se expresa por las ecuaciones siguientes para los casos sin SD o con SD, respectivamente:

$$P_s(z) = 2 \alpha \quad (\text{sin SD}) \quad (2.30)$$

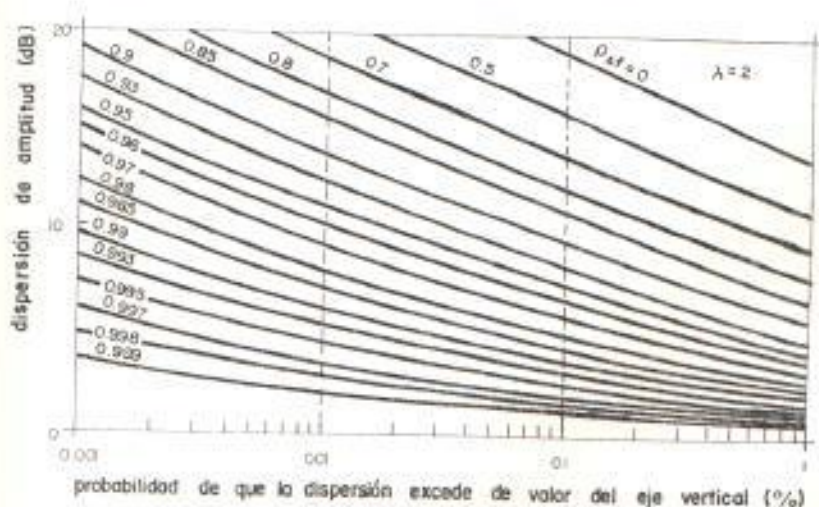
$$P_{SD}(z) = 6 \alpha^2 - 4 \alpha^3 \quad (\text{con SD}) \quad (2.31)$$

en donde:

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1-z}{\sqrt{(1+z)^2 - 4\rho_{\Delta f} z}} \right) \quad (2.32)$$

En la figura N° 2.31., se muestra la característica de la probabilidad de ocurrencia para el caso con "SD"; para el caso sin SD, ver la figura N° 2.17. Estos resultados se han calculado teóricamente utilizando la condición de que las amplitudes de dos ondas radioeléctricas cuyas frecuencias son distintas, varían de conformidad con la distribución del tipo Rayleigh teniendo cada una cierto coeficiente de correlación de frecuencia ($\rho_{\Delta f}$). Entonces el efecto de mejoramiento de la SD con combinación en fase $I_{SD,MAP}$, es dado por:

$$I_{SD,MAP} = \frac{2\alpha}{6\alpha^2 - 4\alpha^3} = 1/(3\alpha - 2\alpha^2) \quad (2.33)$$



2.31. DISTRIBUCION DE LA DISPERSION DE AMPLITUD PARA LA SD CON COMBINACION EN FASE.

Por otro lado, la SD del tipo dispersión de amplitud mínima ha tiene el efecto de suprimir las ondas interferentes, lo que hace que el coeficiente de correlación se aproxime a 1. El efecto de tal SD se evalúa por la siguiente ecuación experimental.

$$\rho_{\Delta f_{MID}} = 0.463 \rho_{\Delta f} + 0.537 \quad (2.34)$$

Es decir la SD del tipo dispersión de amplitud mínima ha hace grande el coeficiente de correlación de frecuencia en comparación con la SD con combinación en fase como se muestra en la figura N°2.32., por lo que se puede hacer pequeña la probabilidad de ocurrencia de la dispersión de amplitud dentro de la banda.

El efecto de mejora $I_{SD,MID}$, se expresa por:

$$I_{SD,MID} = \frac{\alpha}{3\alpha^2_{MID} - 2\alpha^3_{MID}} \quad (2.35)$$

en donde:

$$\alpha_{MID} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1-z}{\sqrt{(1-z)^2 - 4\rho_{\Delta f_{MID}} \cdot z}} \right\}$$

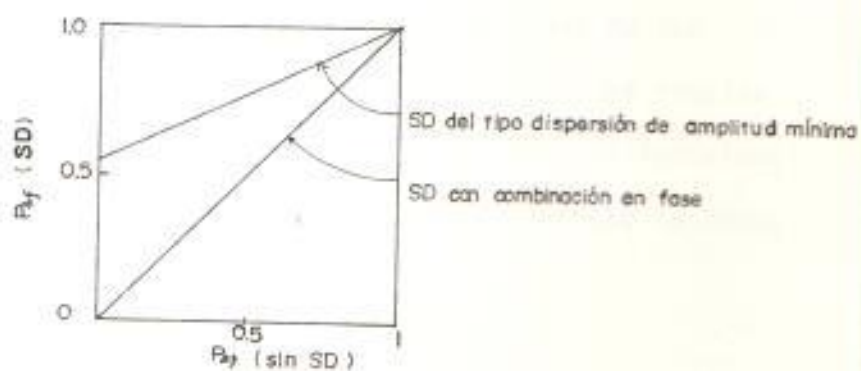


FIGURA Nº 2.32. COEFICIENTE DE CORRELACION DE LA FRECUENCIA EN CASO DE QUE SE EMPLEA LA SD.

B) Igualador adaptativo:

El igualador adaptativo tiene el efecto de subir el nivel admisible de la dispersión de amplitud.

El efecto de mejoramiento I_{EQL} se expresa por:

$$I_{EQL} = \alpha_0 / \alpha_{EQL} \quad (2.36)$$

en donde:

$$\alpha_0 = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1 - z_0}{\sqrt{(1 + z_0)^2 - 4\rho_{\Delta f} z_0}} \right\}$$

$$\alpha_{EQL} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1 - z_0}{\sqrt{(1 + z_{EQL})^2 - 4\rho_{\Delta f} z_{EQL}}} \right\}$$

c) Efecto conjugado:

El efecto de mejoramiento I_{SD+EQL} del caso en que la SD y el igualador adaptativo se emplean juntos resulta más grande que el producto de los dos efectos individuales (o sea, $I_{SD+EQL} > I_{SD} \cdot I_{EQL}$). Este efecto se denomina efecto conjugado.

$$I_{SD+EQL} = \frac{\alpha_0}{3\alpha^2 EQL - 2\alpha^3 EQL} \quad (2.37)$$

CAPITULO III

MÉTODOS DE DISEÑO DE CIRCUITO DIGITAL

3.1. OBJETIVOS DEL CIRCUITO DE TRANSMISION

Los estados de un circuito de transmisión se clasifican en el estado en que él está disponible a usarse y el estado en que no está disponible. Como los objetivos del circuito están definidos: los objetivos sobre la calidad de transmisión para el caso en que el circuito está disponible a usarse y los objetivos sobre la proporción de tiempo en la cual el circuito no está disponible a usarse (objetivos de indisponibilidad). Respecto a los objetivos sobre la calidad de transmisión para los sistemas de radioenlace digitales, están definidos los objetivos de "High Ber" (10^{-3}) y de "LOW BER" (10^{-7}) según las recomendaciones del CCIR.

En general si el diseño de un circuito se ejecuta de modo que se satisfaga el objetivo de "HIGH BER", el objetivo de "LOW BER" resulta satisfecho también.

Existen tres razones por las cuales un circuito de transmisión resulta ser indisponible a usarse, o sea averías de equipos, averías de fuentes de energía y situaciones del trayecto de propagación (lluvia, nieve, etc.).

En la figura N° 3.1., se muestra un ejemplo sobre la relación entre la distancia de repetición y la proporción de indisponibilidad. Suponiendo que la longitud del circuito está fijada constante, el número de las estaciones repetidoras requeridas, disminuye con la expansión de la distancia de repetición, lo que disminuye la proporción de indisponibilidad que se debe a averías de equipos y fuentes de energía. Por tanto se puede atribuir la mayor parte de la proporción de indisponibilidad admisible a la de indisponibilidad que se debe a situaciones del trayecto de propagación. Sin embargo la expansión de la distancia de repetición, hace incrementar tanto la pérdida de propagación como también la atenuación producida por la lluvia, entonces contra esto hace falta elevar la ganancia del sistema, la potencia de transmisión y la ganancia de las antenas. Por tanto en el diseño de circuitos tomando en cuenta la capacidad del sistema elegimos la distancia de repetición que haga que el costo total del circuito sea más económico, bajo la condición de que la proporción de indisponibilidad total satisfaga los objetivos del circuito.

En la siguiente página podemos apreciar la figura N° 3.1.

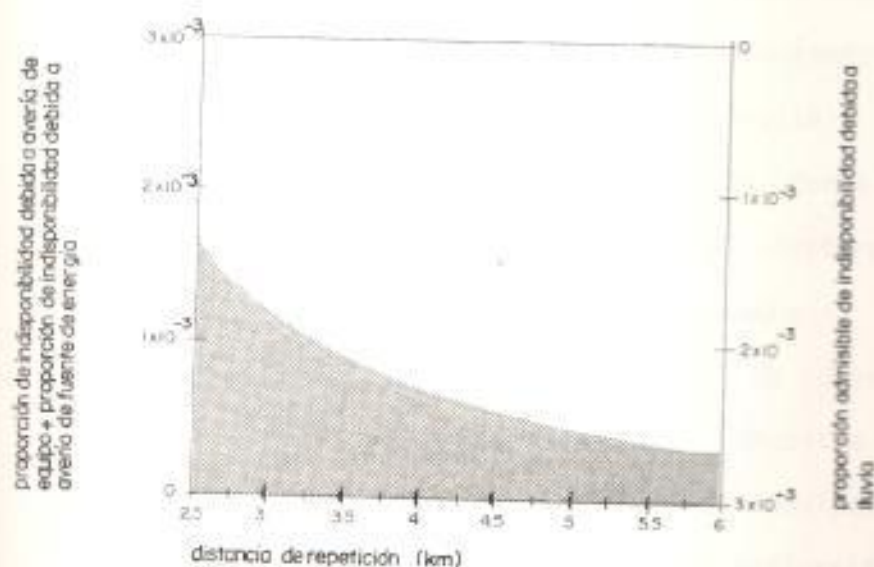


FIGURA Nº 3.1. RELACION ENTRE DISTANCIA DE REPETICION Y PROPORCION DE INDISPONIBILIDAD.

3.2. METODOS DE DISEÑO DE CIRCUITOS DIGITALES

3.2.1. Atribución de la C/N

La tasa de bits erróneos (BER) de un circuito de transmisión, se decide por la degradación de la calidad del circuito que se produce por varios factores, o sea, la degradación de la C/N equivalente que será explicado más adelante, y los ruidos gaussianos tales como ruido térmico y ruidos de interferencia.

Considerando la distorsión de la forma de onda como un -

factor de la degradación de la C/N equivalente como se muestra en la figura N° 3.2., debido a tal distorsión el margen por arriba del nivel de decisión resulta disminuido en comparación con el del caso de la forma de onda ideal. Entonces cuando existe tal distorsión, se producirán errores de decisión, aunque el nivel del ruido sea bajo. Existen dos factores de degradación: el factor de degradación cuya magnitud está determinada de antemano por los mismos equipos físicos y el de degradación que se debe a la distorsión de la forma de onda que varía conforme a las condiciones del trayecto de propagación.

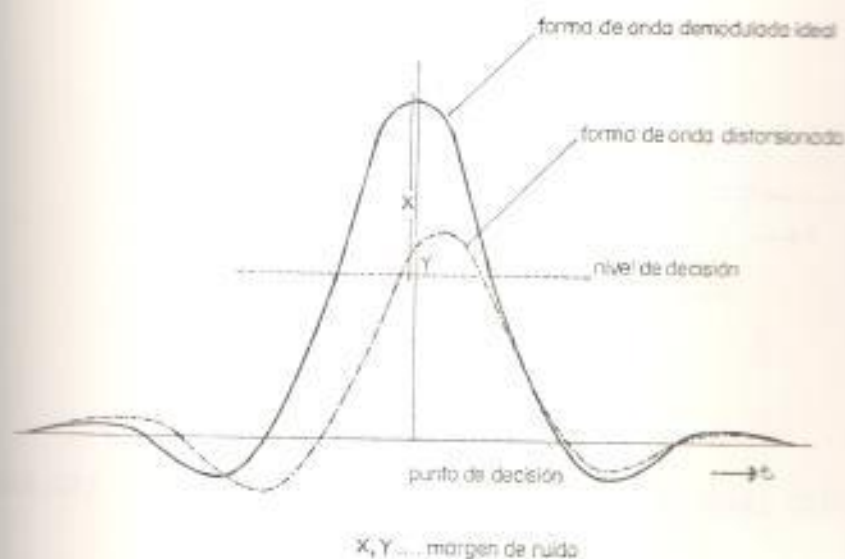


FIGURA N° 3.2. MARGEN DE RUIDO DE UNA SEÑAL DEMODULADA QUE LLEVA LA DISTORSION DE LA FORMA DE ONDA.

Por otra parte, en caso de que un ruido gaussiano se

agrega a la señal, aunque dicha señal no esté distorsio
nada se producirán errores de decisión debido a la su
perposición del ruido sobre la señal como se ve en la
figura N° 3.3. Existen dos tipos de ruidos gaussianos,
o sea, el ruido cuya característica varía, dependiendo
de las condiciones del trayecto de propagación y el rui
do cuya característica no varía. El primero se deno
mina "componente de degradación variable" y el segun
do "componente de degradación constante".

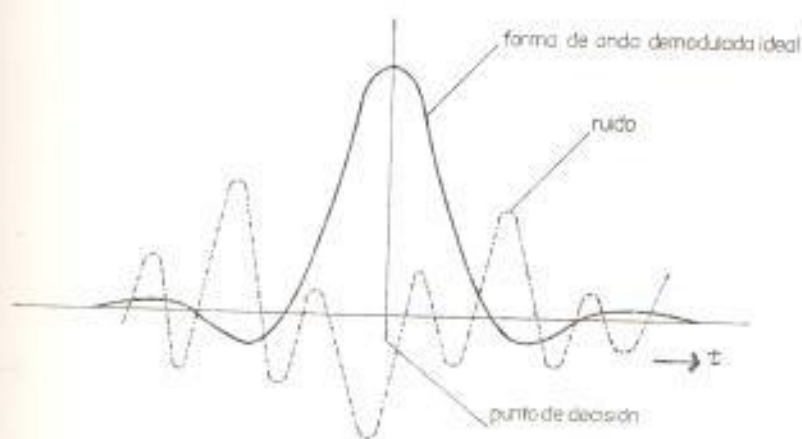


FIGURA N°3.3.-SUPERPOSICION DE RUIDO SOBRE UNA SEÑAL DEMODULADA QUE LLEVA LA FORMA DE ONDA IDEAL.

Ejecutar el diseño de un circuito sobre un sistema de radioenlace digital significa definir los valores de varios factores de degradación que afectan a la BER de modo que se satisfagan los objetivos del circuito explicados en el artículo 3.1. De una manera concreta, el -

CONCEPTO DE LA ATRIBUCION DE LA C/N
 CONCEPTO DE LA ATRIBUCION DE LA C/N
 CONCEPTO DE LA ATRIBUCION DE LA C/N

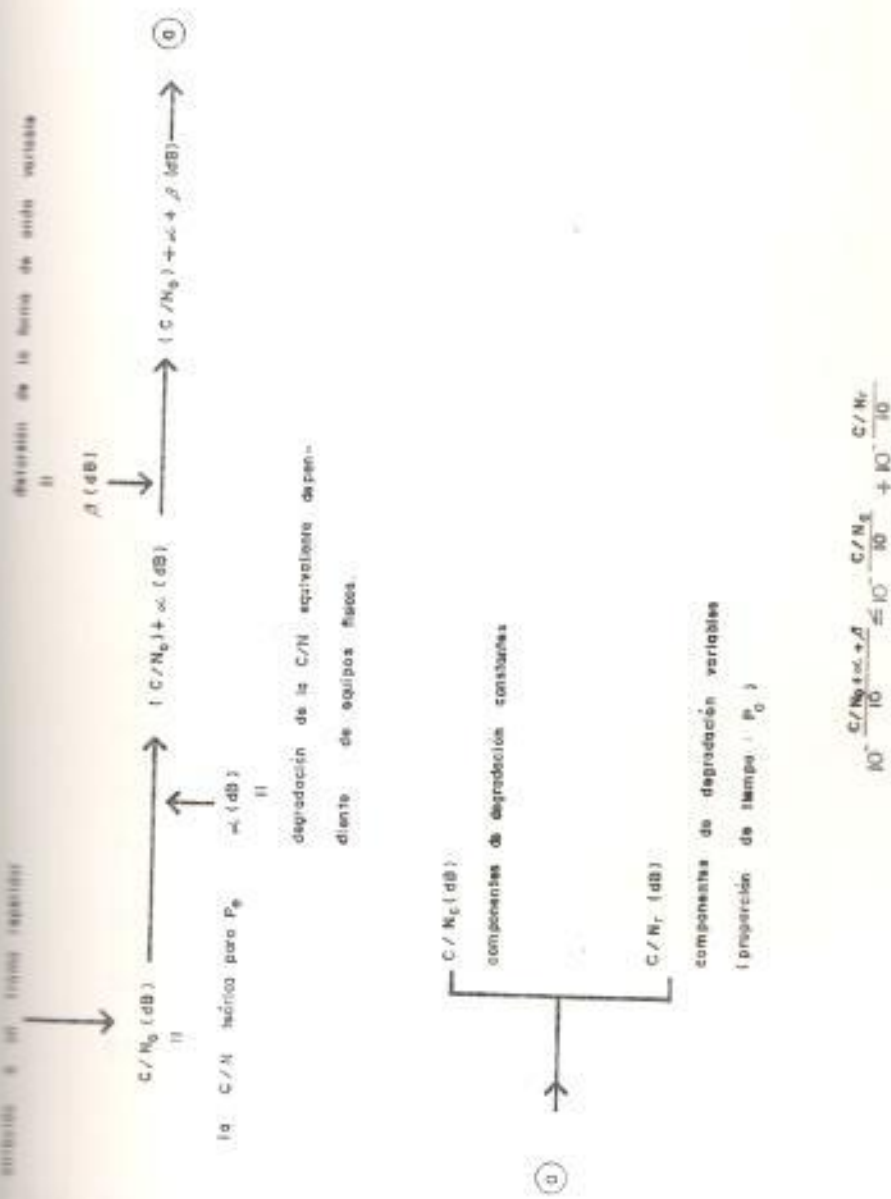


FIGURA N° 3.4.- CONCEPTO SOBRE LA ATRIBUCION DE LA C/N

proceso de diseño se representa por la atribución de la C/N como la mostrada en la figura N° 3.4.

Primero se logra la C/N_0 , que corresponde a la BER objetiva para el sistema ideal, en el cual la C/N se determina teóricamente de acuerdo con el método de modulación y de modulación como también con el valor de la BER. Después, le agregamos a esta C/N_0 la porción aumentada de la C/N debida a la degradación fundamental (α) y la porción aumentada debida a la degradación producida por la distorsión de la forma de onda (β) cuya magnitud corresponde a la proporción de tiempo de interrupción admisible. Luego se determina la C/N sobre la componente de degradación constante (C/N_c) y la C/N sobre la variable (C/N_r) que corresponde a la proporción de tiempo de interrupción admisible, de modo que la suma de ellas se vuelva más grande que la C/N lograda antes.

3.2.2. Factores de degradación de la C/N equivalente

3.2.2.1. CONCEPTO Y CLASIFICACION:

El sistema de transmisión verdadero no es ideal y en los equipos repetidores y circuitos de -

transmisión verdaderos existen varios factores de degradación por los cuales se degrada la característica de la BER, entonces se requiere una mayor C/N que la que se requiere para el sistema ideal de transmisión digital. (Ver figura N° 3.5.).

Si se define como valor de degradación de la C/N equivalente para un sistema de transmisión la diferencia en dB entre la C/N del sistema de transmisión ideal y la C/N de tal sistema de transmisión verdadero bajo la condición de que ambas C/N dan la misma BER, respectivamente, se puede evaluar varios factores de degradación en el sistema de transmisión verdadero usando uniformemente tal valor de degradación de la C/N equivalente.

Los factores de degradación de la C/N equivalente se clasifican como se muestra en la tabla N° 3.1., conforme a la posición de su generación, también contando con el grado de influencia para la BER, ellos se clasifi

CLASIFICACION DE LOS FACTORES DE DEGRADACION DE LA C/N EQUIVALENTE
 TABLA Nº 3.1.1

lugar de ocurrencia	factor de degradación	clase de degradación
modulador	error de fase en modulador	distorsión de forma de onda
	característica transitoria en modulador	
	variación de anchura de impulso	
	característica no lineal	
transmisor	limitación de anchura de banda	variación angular
	distorsión en propagación	
circuito de transmisión	limitación de anchura de banda	variación de nivel de decisión
	error de fase de onda portadora de referencia	
receptor	variación de nivel en demodulador	error de fase de fase
	variación de nivel de decisión	
demodulador	anchura de ambigüedad de circuito de decisión	error de fase de fase
	error de fase de reloj	

can en cuatro categorías, o sea la distorsión de la forma de onda, la variación angular, la variación del nivel de decisión y el error de fase de reloj.

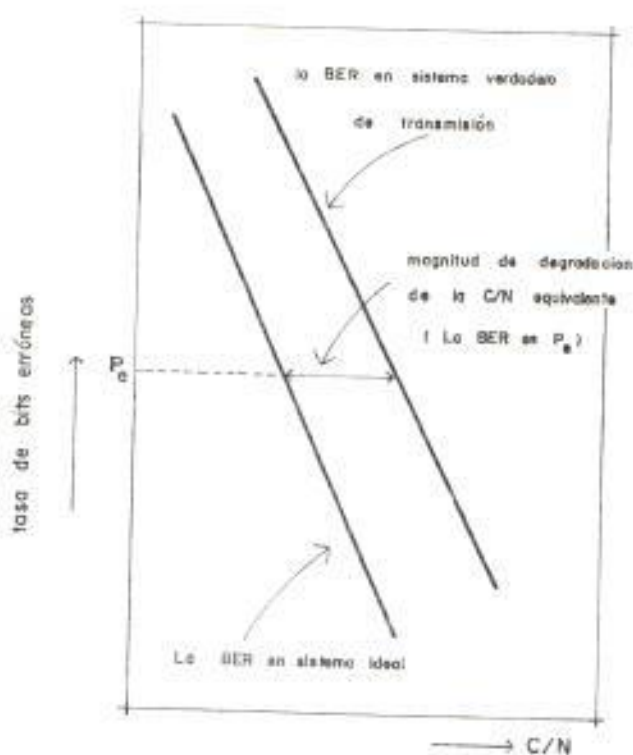


FIGURA Nº 3.5. CONCEPTO SOBRE LA MAGNITUD DE DEGRADACION DE LA C/N EQUIVALENTE.

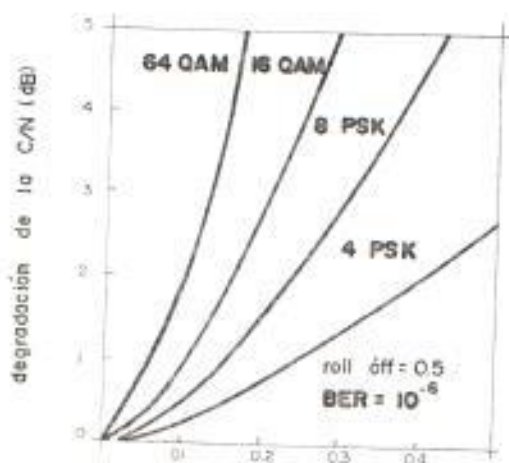
3.2.2.2. FACTORES DE DEGRADACION QUE DEPENDEN DE LOS EQUIPOS FISICOS:

a. Distorsión de la forma de onda:

La distorsión de la forma de onda se produce por la interferencia intersimbólica y la interferencia ortogonal. La anterior es un fenómeno

no en el que la forma del impulso se extiende debido a varios factores y tal impulso deformado influye sobre los impulsos adyacentes en los puntos de decisión. Esos factores son la limitación de la anchura de banda, la distorsión de amplitud de segundo orden en el circuito de transmisión y la variación de la anchura del impulso modulador. Por otro lado la interferencia ortogonal significa un fenómeno en el que, por ejemplo, en el sistema de modulación 4-PSK (en el cual dos trenes de impulso entran en el modulador 4-PSK), aunque un tren de impulsos a detectarse se componga únicamente de "ceros" o "unos", si varía el estado del otro tren ortogonal a él, el tren de "Ceros" o "unos" recibe la influencia del otro tren. Los factores que generan tal interferencia son la característica transitoria del modulador, la característica amplitud/frecuencia de primer orden y las características retardo de tiempo/frecuencia de primero y segundo órdenes en el circuito de transmisión. Sin embargo la degradación de la abertura de eje que se debe a la interferencia ortogonal es, en general, más pequeña que en el caso de

la interferencia intersimbólica. En la figura N^o 3.6., se muestra la relación entre el valor de degradación de la C/N equivalente y las distorsiones de amplitud de primero y segundo órdenes en el circuito de transmisión. La distorsión de la forma de onda que se debe a la característica no lineal del transmisor indicado en la tabla N^o 3.1., la explicamos en (e).

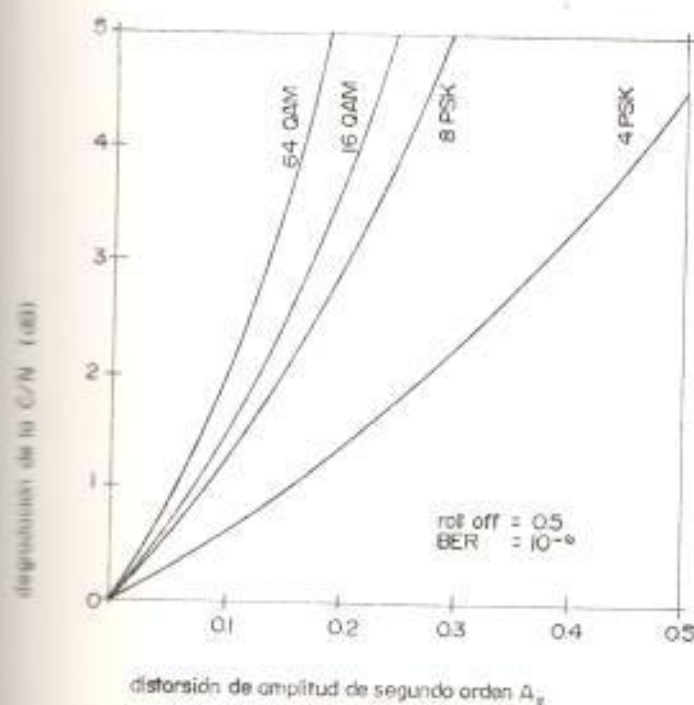


distorsión de amplitud de primer orden A_1

Aquí se supone que la distorsión de amplitud de primer orden se expresa por: $A(f) = 1 + 2A_1(f/f_p)$

f_p : frecuencia de reloj

FIGURA N^o 3.6.(1) MAGNITUD DE DEGRADACION DE LA C/N EQUIVALENTE DEBIDA A LA DISTORSION DE AMPLITUD DE PRIMER ORDEN (VALOR TEORICO)



se supone que la distorsión de amplitud de segundo orden se expresa por

$$A(f) = 1 - 4 A_2 (f/f_p)^2$$

f_p = frecuencia de reloj

FIGURA N° 3.6. (2). MAGNITUD DE DEGRADACION DE LA C/N EQUIVALENTE DEBIDA A LA DISTORSION DE AMPLIUD DE SEGUNDO ORDEN (VALOR TEORICO).

b. Variación angular:

La fase de modulación del modulador y la fase de la onda portadora de -

referencia del demodulador, en general se desvían del valor regular, debido a mal ajuste inicial de fase, a la variación de la temperatura y a las variaciones de equipos de un año a otro. Si la fase de la onda portadora de referencia del demodulador, se desvía de i en i' , como se muestra en la figura N° 3.7., la tensión detectada varía de \overline{OA} en $\overline{OA'}$ ó $\overline{OA''}$. Si ella varía en $\overline{OA'}$ la abertura de ojo disminuye o sea, la C/N equivalente se degrada.

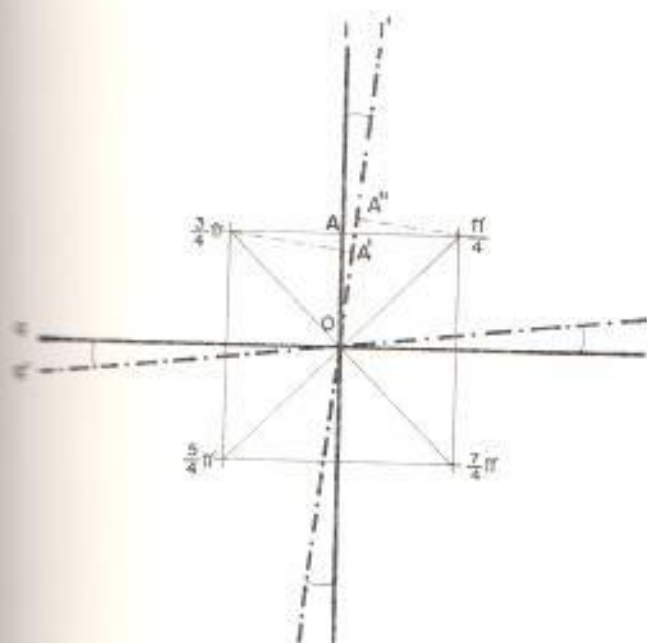


FIGURA N° 3.7. INFLUENCIA DEL ERROR DE FASE DE LA PORTADORA DE REFERENCIA DEL DEMODULADOR (ONDA 4-PSK)

El error de fase del modulador se expresa - utilizando una fase dada como referencia, pero en el regenerador de la onda portadora - de referencia colocado en el demodulador, la fase de referencia está fijada al valor promedio de la fase de modulación, por tanto resulta que la diferencia desde la fase de referencia representa el error de fase de modulación. A este error se agrega el error de fase debido a la imperfección del regenerador de la onda portadora de referencias. En la figura vectorial N° 3.8., se muestra la relación entre estos errores de fase.

Además en la figura N° 3.9., se muestra la relación entre el error de fase y la degradación de la C/N equivalente.

En la siguiente página podemos apreciar las figuras N° 3.8. y N° 3.9., que mencionamos anteriormente.

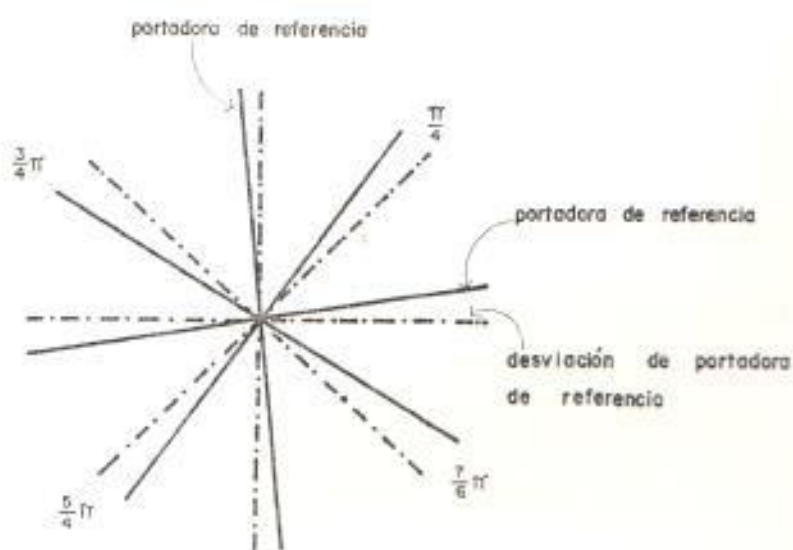


Fig. 3.8. ESQUEMA VECTORIAL DEL ERROR DE FASE (ONDA 4-PSK)

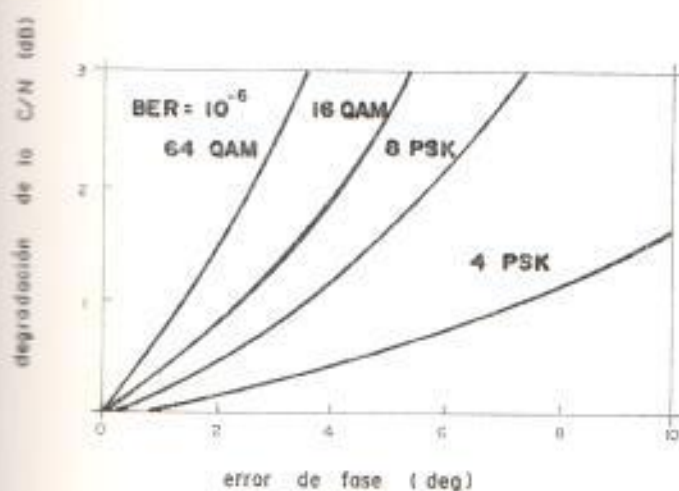


Fig. 3.9. MAGNITUD DE DEGRADACIÓN DE LA C/N EQUIVALENTE DEBIDO AL ERROR DE FASE (VALOR TEÓRICO).

c. Variación del nivel de decisión:

En el demodulador y el circuito de decisión, tanto el nivel de la señal como el de decisión varían debido a la variación de la temperatura, a la variación de la tensión de la fuente de energía y a las variaciones de los equipos de un año a otro. Para el caso en que el nivel de decisión es correcto, el margen de protección contra ruido es de $1/2$ tanto para "marca" como para "espacio" del impulso. Sin embargo si el nivel de decisión se desvía del nivel regular como se muestra en la figura N° 3.10., el margen para "marca" disminuye en Δx (es decir, el margen resulta ser de $1/2 - \Delta x$) y el margen para "espacio" aumenta en Δx (es decir, el margen resulta ser $1/2 + \Delta x$). La porción aumentada de la tasa de bits erróneos que se debe a la disminución del margen es superior a la porción disminuida que se debe al incremento del margen, por tanto el desvío del nivel de decisión causa degradación de la C/N equivalente.

También esta variación del nivel se puede considerar equivalentemente como disminución

de la amplitud de la señal. Además especialmente en caso de que el circuito de decisión funciona a muy alta velocidad, hay que tomar en cuenta la anchura de ambigüedad de decisión en la cual no se puede decidir "marca", o "espacio".

Si el nivel de la señal cae en esta región, el circuito de decisión funciona de modo en que la BER es de $1/2$. En consecuencia esto se considera equivalente a que la amplitud de la señal disminuye en la mitad de la anchura de ambigüedad. Así la variación del nivel de decisión puede representarse como variación de amplitud de la señal. En la figura N^o 3.11., se muestra la relación entre la variación del nivel de decisión y la degradación de la C/N equivalente.

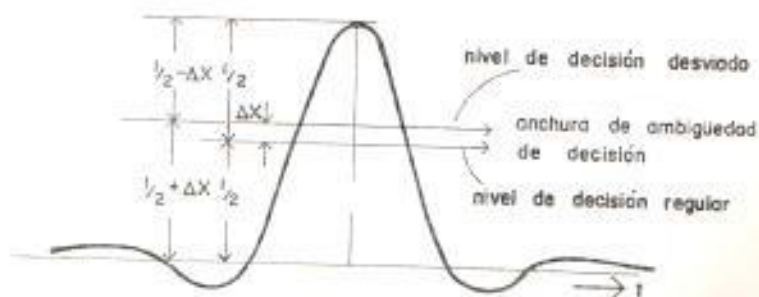


Fig. N^o 3.10.

DESVIACION DEL NIVEL DE DECISION

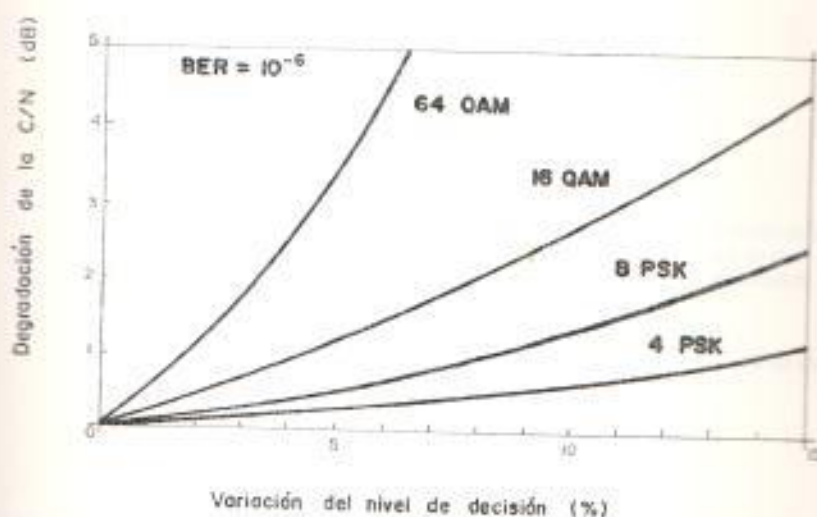


FIGURA N^o 3.11. MAGNITUD DE DEGRADACION DE LA C/N EQUIVALENTE DEBIDA A LA VARIACION DEL NIVEL DE DECISION.

d. Error de fase de reloj:

En caso de que la fase de reloj se desvíe del punto de decisión, la amplitud detectada del impulso a decidirse, disminuye como se muestra en la figura N^o 3.12., lo que causa la degradación de la C/N equivalente.

En la figura N^o 3.13., se indica la relación entre el error de fase de reloj θ_r y la de la degradación de la C/N equivalente.

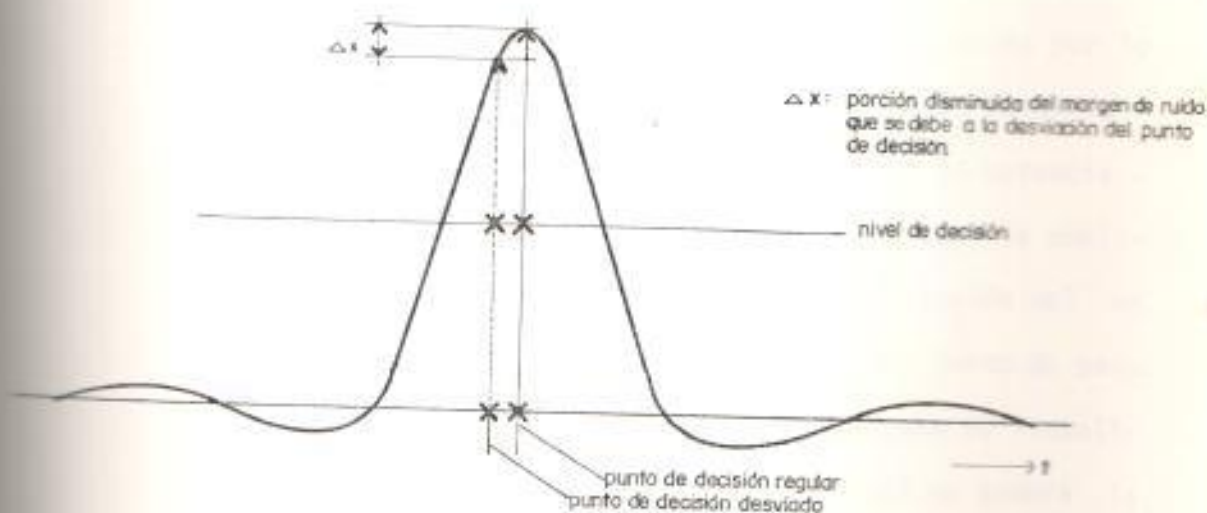


FIGURA N° 3.12. DESVIACION DEL PUNTO DE DECISION

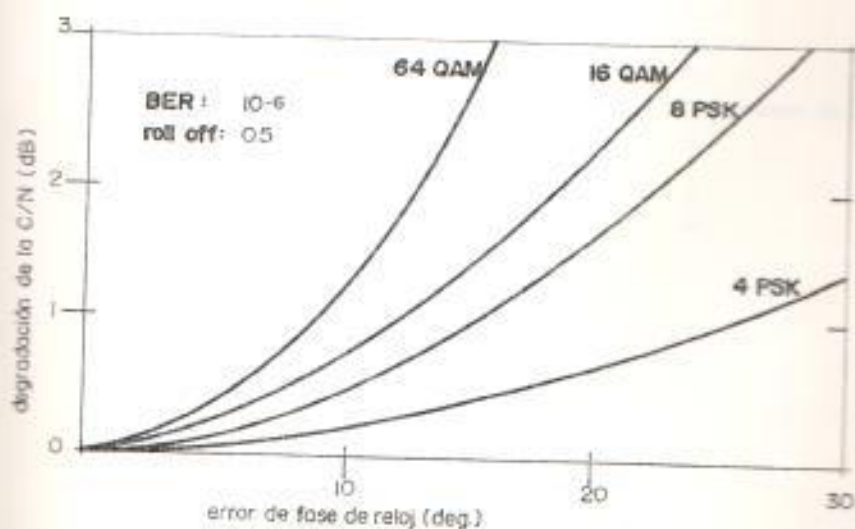


FIGURA N° 3.13. MAGNITUD DE DEGRADACION DE LA C/N EQUIVALENTE DEBIDA AL ERROR DE FASE DE RELOJ (VALOR TEORICO)

- e. Distorsión de la forma de onda que se debe a la característica no lineal del amplificador de potencia de transmisión:

En los sistemas de radioenlace digitales por lo general se emplea el amplificador de potencia en la etapa de salida para lograr la potencia requerida. En este caso para realizar la amplificación lineal, el punto de excitación del amplificador está fijado debajo del punto de saturación. Pero todavía perdura alguna no linealidad de amplificación; por lo cual se genera la distorsión de la forma de onda y se degrada la C/N equivalente.

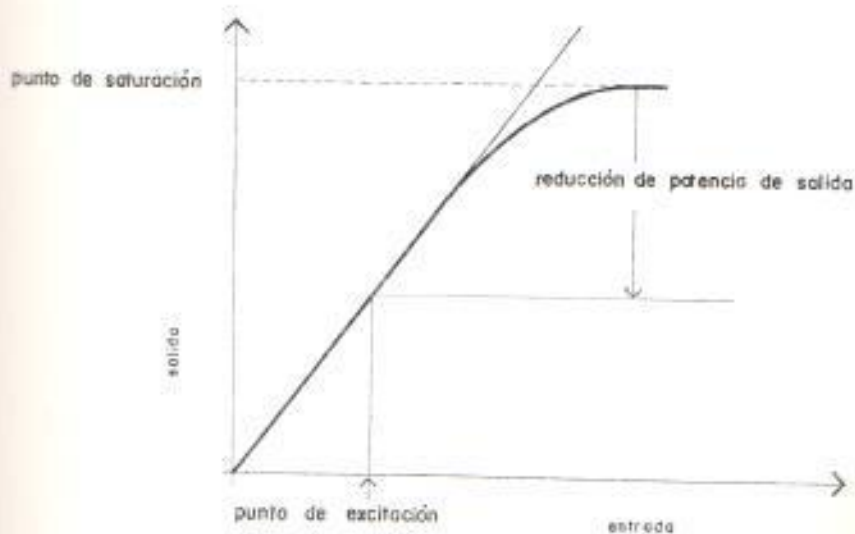


FIGURA 3.14. MANTENIMIENTO DE LA LINEALIDAD DE AMPLIFICACION MEDIANTE LA REDUCCION DE POTENCIA (BACK-OFF).

Se ha explicado sobre los factores de degradación que se deben a los equipos físicos, pero al atribuir la C/N a cada parte del sistema de transmisión todavía hay que tomar en cuenta lo siguiente:

- El valor total de degradación de la C/N equivalente del caso en que existen algunos factores de degradación al mismo tiempo resulta superior a la suma de todos los valores de degradación de la C/N equivalente lo cual se debe al factor de degradación propio.
- En realidad hay que utilizar como valor de degradación que depende de los equipos físicos el valor del caso anterior con la porción aumentada de la degradación que se debe a la variación de la temperatura y las variaciones de los equipos de un año a otro.

3.2.2.3. DISTORSION VARIABLE DE LA FORMA DE ONDA:

Durante desvanecimiento no sólo aumenta el ruido térmico y ruido de interferencia sino que también

se produce la distorsión de la forma de onda de bido a que se degradan las características amplitud/frecuencia y retardo de tiempo/frecuencia dentro de la banda.

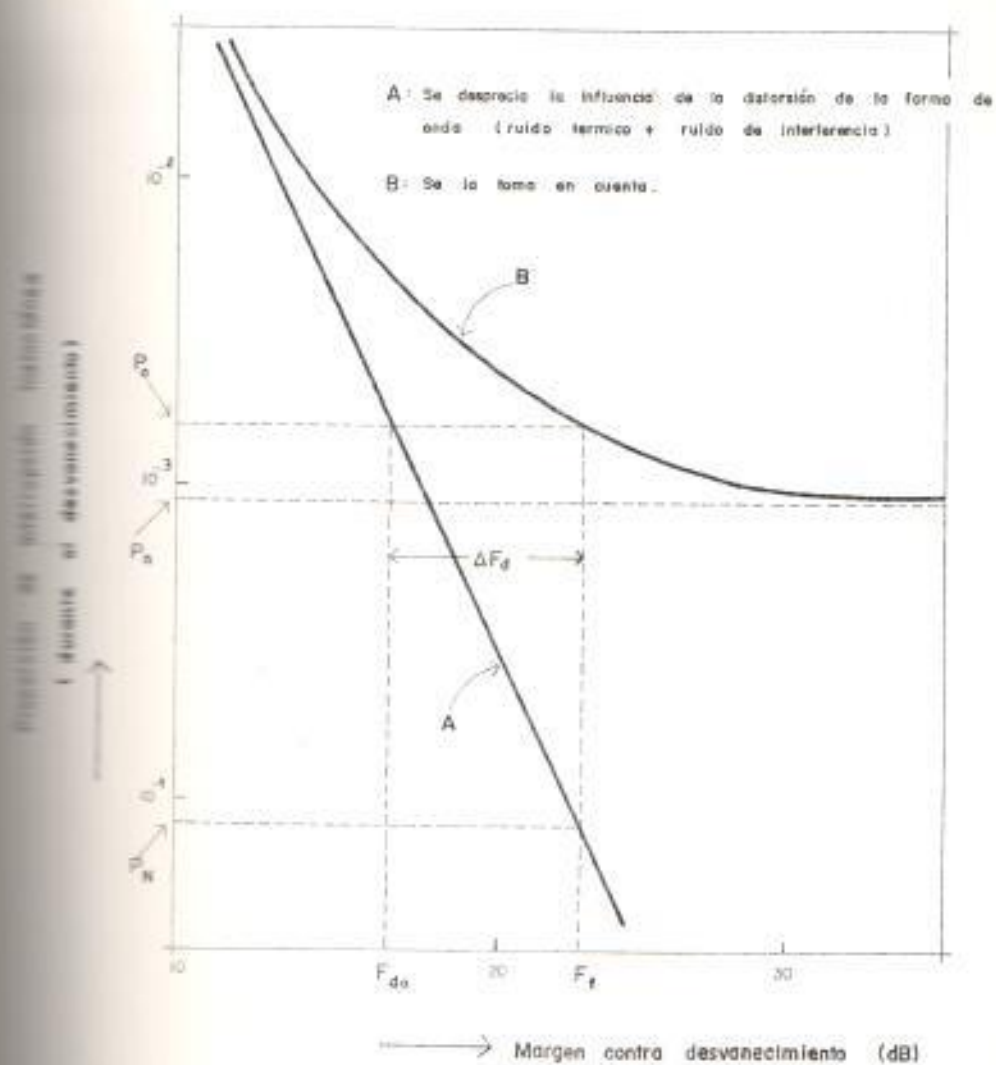
Esta distorsión se llama distorsión variable de la forma de onda. Por tanto para atribuir la C/N a cada parte del sistema de transmisión hay que representar la magnitud de la distorsión de la forma de onda producida por desvanecimientos por el valor de la degradación de la C/N equivalente.

En la figura N° 3.15., se muestra la relación - entre el margen de protección contra desvanecimientos uniformes y la proporción de interrupción instantánea. En donde F_f significa el margen de protección contra desvanecimientos del caso en que no existe la distorsión variable de la forma de onda. En esta figura la línea A indica la relación entre el margen de protección contra desvanecimientos uniformes del caso en que no existe la distorsión variable de la forma de onda y la proporción de la interrupción instantánea, o sea, indica que la proporción de interrupción instantánea disminuye con el amen

to del margen. Sin embargo en realidad, como se indica por la línea B, aunque el margen aumente más, la proporción de interrupción instantánea no llega a ser inferior a la P_D (proporción de interrupción instantánea que se debe a la distorsión de la forma de onda producida por desvanecimientos).

Por ejemplo en un circuito de transmisión si el margen de protección contra desvanecimientos uniforme, es dado por F_f , la proporción de interrupción instantánea del caso en que no existe la distorsión variable de la forma de onda, toma el valor P_N , sin embargo, si existe la distorsión, la proporción aumenta más y toma el valor P_o . Esto indica que el margen disminuye de F_f en F_{do} , debido a la distorsión de la forma de onda.

La porción disminuída del margen ($\Delta F_d = F_f - F_{do}$) representa la magnitud de la degradación de la C/N equivalente que se debe a la distorsión variable de la forma de onda.



3.15. RELACION ENTRE EL MARGEN DE PROTECCION CONTRA DESVANECIMIENTO Y LA PROPORCION DE INTERRUPCION INSTANTANEA.

3.3. RUIDOS GAUSSIANOS

3.3.1. Clasificación

El ruido térmico y el ruido de interferencia son representativos de los ruidos gaussianos.

Se define como componentes constantes los ruidos que no dependen de las variaciones de las condiciones del trayecto de propagación y como componentes variables los ruidos que dependen de ellas como se indica en la tabla N° 3.2.

En las componentes constantes se incluyen la interferencia entre dos canales adyacentes de misma polarización, la de "frente a espalda" de transmisión, la de frente a lado de transmisión, la por eco en alimentador, etc.

Por otra parte en las componentes variables se incluyen el ruido térmico, la interferencia entre dos canales adyacentes de polarización opuesta, la entre transmisor y receptor, la de "frente a espalda" de recepción, la interferencia debida a un alcance extraordinario, etc.

En la siguiente página podemos apreciar la tabla N° 3.2., con la clasificación de los ruidos de tipo gaussiano.

componentes constantes	ruidos de interferencia	interferencia por sistemas de mismo tipo	interferencia entre sistemas adyacentes de radio para visión F/B y F/S de transmisión
		interferencia por sistemas de otro tipo	interferencia por eco en alimentadores
componentes variables	ruido térmico	ruido térmico	ruido térmico
		interferencia por sistemas de mismo tipo	interferencia entre canales adyacentes de polarización opuesta
	ruidos de interferencia	interferencia entre transmisor y receptor	F/B y F/S de recepción
		interferencia debido a un alcance extraordinario (O/N)	
		interferencia por sistemas de otro tipo en otro trayecto de propagación	
otras interferencias	interferencias por sistema satélite, por radar, etc.		

TABLA N.º 3.2. CLASIFICACION DE LOS RUIDOS DE TIPO GAUSSIANO

3.3.2. Ruidos térmicos

Debido a la lluvia y desvanecimientos la potencia de la onda recibida varía, por eso el ruido térmico es una de las componentes variables. Entonces hay que atribuir la C/τ al ruido térmico de modo que la proporción del tiempo en la que la potencia de recepción cae debajo de la C/τ atribuida al ruido térmico (C/τ_{TH}) sea inferior a la proporción de interrupción admisible del circuito. Es decir la inecuación siguiente debe ser satisfecha.

$$C/\tau_{TH}(\text{dB}) \leq (P_t + G_t + G_r - \Gamma_0 - L_f) - 10 \log KT_{BF} \quad (3.1)$$

$$P_r = P_t + G_t + G_r - \Gamma_0 - L_f$$

- P_t : potencia de transmisión (dBm)
 G_t : ganancia de la antena de transmisión (dB)
 G_r : ganancia de la antena de recepción (dB)
 Γ_0 : pérdida de propagación en el espacio libre (dB)
 L_f : atenuación en alimentadores (dB)
 P_r : potencia de recepción en horas normales (dBm)
 k : constante de Boltzman (1.38×10^{-23})
 T : temperatura absoluta (300°k)
 $10 \log KT \approx 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 10^3 \times 300 \times 10^6)$ dBm/Hz
 B : velocidad de transmisión de los impulsos (200 Mbit/seg).

$10 \log F$: factor de ruido del receptor (4.5 dB)

$10 \log KTBF = 10 \log B + 10 \log F + 10 \log KT = -86.3 \text{ dBm}$

3.3.3. Ruidos de interferencia por parte de sistemas del mismo tipo

3.3.3.1. Ruidos de interferencia y distribución Gaussiana:

Para evaluar sencillamente varios tipos de ruidos de interferencia, existe un método en el cual ellos se tratan como ruido gaussiano cuya magnitud de potencia es la misma que la de ellos bajo la suposición de que la distribución de amplitud de los ruidos de interferencia se representa por la distribución gaussiana. Sin embargo, en este caso el valor de cresta de la amplitud de la distribución gaussiana es infinita, pero en cambio la amplitud de un ruido de interferencia es finita, por tanto si un ruido de interferencia se representa aproximadamente por ruido gaussiano, resulta que su influencia se sobreestima mucho.

De las interferencias por parte de sistemas -

del mismo tipo indicadas en la tabla N° 3.2., la que puede contar con el factor de reducción de la interferencia (IRF) es en general sólo la interferencia entre canales adyacentes cuyas polarizaciones son distintas. Es decir, en este tipo de interferencia la diferencia de frecuencia es pequeña y el número de ondas interferentes está limitado a dos, además en caso de que el grado de discriminación por polarización cruzada (XPD) se degrada debido a desvanecimientos o lluvia, la C/I (relación portadora/interferencia de otra polarización) se vuelve pequeña. En cuanto a otros tipos de interferencias la C/N es comparativamente grande o existen varias ondas interferentes, entonces el IRF es considerado casi cero y el aproximarlos a ruido gaussiano genera poco error, o sea, ellas se pueden tratar como ruido gaussiano.

3.3.3.2. INTERFERENCIA ENTRE CANALES ADYACENTES:

De la misma polarización:

Si tomamos en cuenta estrictamente la influencia

del desvanecimiento selectivo en función de la frecuencia, la interferencia entre canales adyacentes de misma polarización se considera como una de las componentes variables.

Sin embargo, la correlación de frecuencia es, en general, comparativamente alta para el caso en que la diferencia de frecuencia entre dos ondas es de unas decenas de MHz, entonces por lo general se puede tratarlas como componentes constantes.

Con respecto al IRF, las ondas interferentes se bloquean por los filtros, por lo que la C/I resulta ser grande, entonces el IRF es considerado casi cero; por tanto la C/N se decide por la magnitud de la atenuación de la potencia de onda interferente debida a los filtros ('' representa la interferencia de la misma polarización). Además en cuanto al número de ondas interferentes un canal interferente existe a un lado del canal interferido, o sea existen dos canales adyacentes interferentes, pero en general uno de ellos se separa por el

filtro separador colocado en el sistema de guía de ondas, entonces se puede considerar que el número de ondas interferentes es aproximadamente de uno. Por lo que se debe satisfacer la siguiente inecuación:

$$C/N_{i,} \text{ (dB)} \leq \alpha(\Delta f_{i,}) \quad (3.2)$$

En donde $\alpha(\Delta f_{i,})$ es la magnitud de atenuación en dB de la potencia de la onda interferente debida a los filtros para el caso en que la diferencia de frecuencia es $\Delta f_{i,}$.

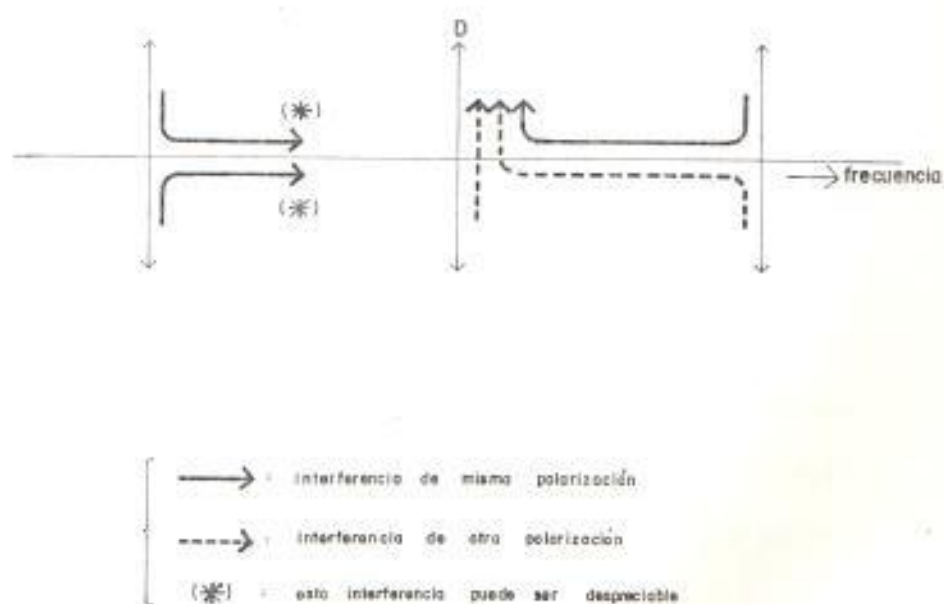


FIGURA N^o 3.16. DISPOSICION DE CO-CANALES

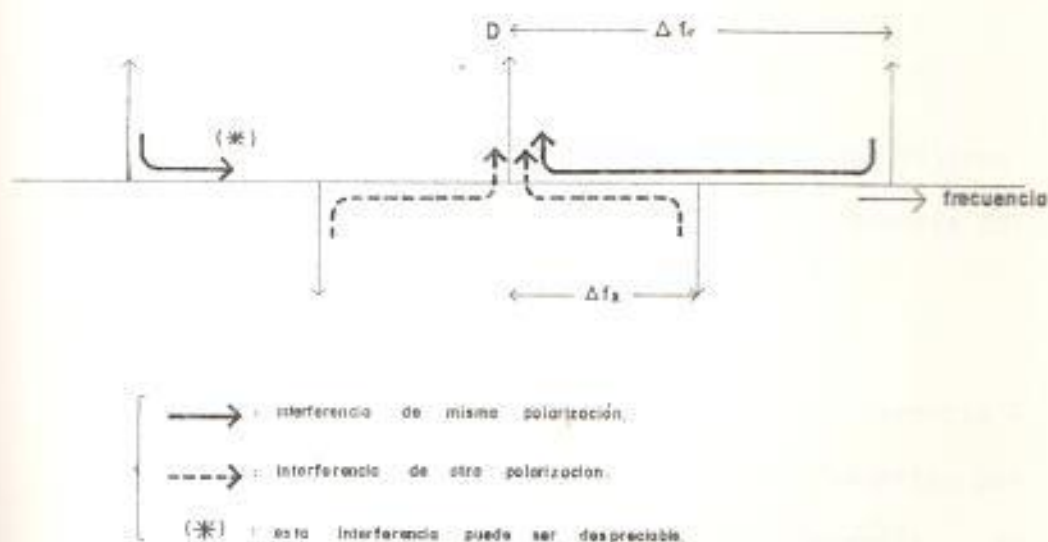


FIGURA N^o 3.17. DISPOSICION DE CANALES INTERCALADOS

De distinta polarización:

La interferencia entre canales adyacentes de distinta polarización (C/N_x) es una de las componentes variables, porque el factor de discriminación de polarización cruzada (XPD) varía debido a desvanecimiento o lluvia.

El número de ondas interferentes es de dos para la disposición de canales intercalados y también es de dos para la disposición co-canal como se muestran en las figuras N^o 3.16 y N^o 3.17. Entonces para la disposición de canales intercalados, la siguiente inecuación debe ser satisfecha, (χ , representa la interferencia de distinta polarización).

$$C/N_x(\text{dB}) \leq \alpha(\Delta f_x) + \text{IRF}(\Delta f)_{D-D} + \chi - 3 \quad (3.3)$$

$\alpha(\Delta f_x)$: atenuación en dB de la potencia de la on

da interferente debida a los filtros para el caso en que la diferencia de frecuencia es Δf_x .

$IRF(\Delta f)_{D-D}$: IRF en dB contra la interferencia - por uno de los canales adyacentes para el caso en que la diferencia de frecuencia es Δf .

X : XPD en dB admisible, o sea, la proporción de tiempo en que el XPD cae debajo de dicho valor debe ser inferior a la proporción de tiempo admisible - atribuida a él.

3.3.3.3. INTERFERENCIA ENTRE TRANSMISOR Y RECEPTOR:

Este tipo de interferencia C/NTR se genera debido a que una parte de la onda emitida penetra en el receptor dando media vuelta en la misma estación como se muestra en la figura N° 3.18.

La magnitud de la interferencia depende de la atenuación por acoplamiento de antenas para el caso en que la antena de transmisión y la de re

cepción son distintas una de otra, y también depende del aislamiento del aislador para el caso de antena común.

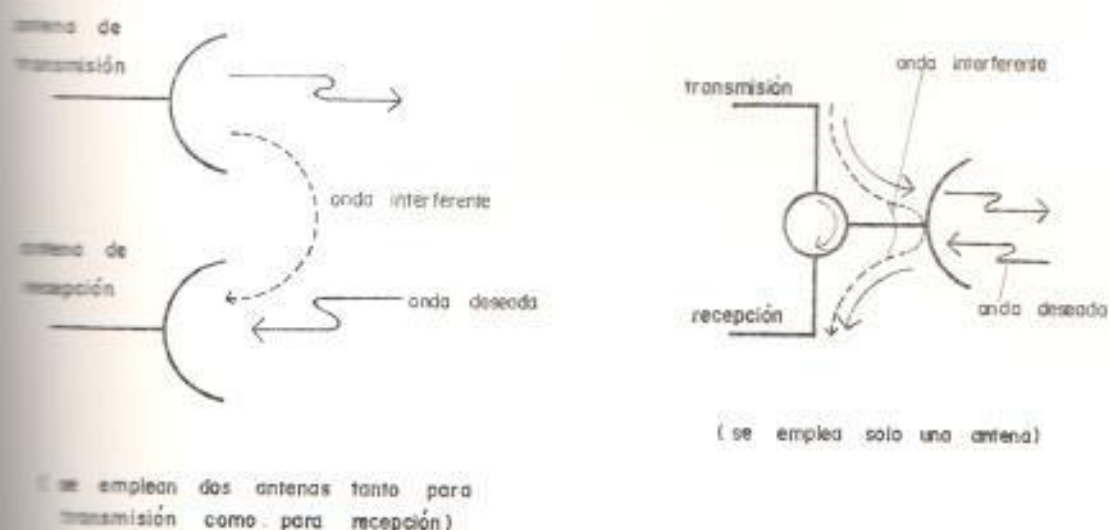


FIGURA N° 3.18. TRAYECTOS DE INTERFERENCIA ENTRE TRANSMISOR Y RECEPTOR

La magnitud de penetración de la onda emitida (o sea la onda interferente) es casi constante, pero en cambio la potencia de la onda recibida (o sea, la onda interferida) varía conforme a las variaciones de las condiciones del trayecto de propagación.

Entonces al diseñar circuitos de transmisión hay que tomar en cuenta el caso en que la potencia - de la onda recibida se atenúa debido a desvanecimientos o lluvia. Por tanto para el caso en que se emplean dos antenas, la siguiente inecuación debe ser satisfecha.

$$C/N_{TR}(\text{dB}) \leq (Prs - M)(Pt - Dss - Lf) + \alpha(\Delta f_{TR}) \quad (3.4)$$

Prs : potencia de recepción en horas normales (dBm)

Dss : atenuación por acoplamiento de las dos antenas (dB).

$\alpha(\Delta f_{TR})$: atenuación de la onda interferente debida a los filtros para el caso en que la diferencia de frecuencia es Δf_{TR} (dB).

Lf : atenuación en alimentadores

M : margen de protección contra desvanecimientos o lluvia.

3.3.3.4. INTERFERENCIA FRENTE A ESPALDA (F/B) Y FRENTE A LADO (F/S):

En la figura N° 3.19., se muestran las ondas interferentes de F/B y F/S que afectan a la onda (1) que se dirige de la estación B hacia la esu

tación A.

En esta figura las interferencias de F/B y F/S de transmisión indicadas por las flechas (2) y (4), respectivamente se tratan, por lo general, como componentes constantes, porque los trayectos de propagación de ellas son los mismos que el de la onda interferida, y la correlación de la caída de potencia entre la onda interferida y ondas interferentes es muy alta durante desvanecimiento o lluvia.

Por otra parte las interferencias F/B y F/S de recepción indicadas por las flechas (3) y (5) se tratan como componentes variables, porque sus trayectos son distintos del trayecto de la onda interferida y la correlación es muy baja.

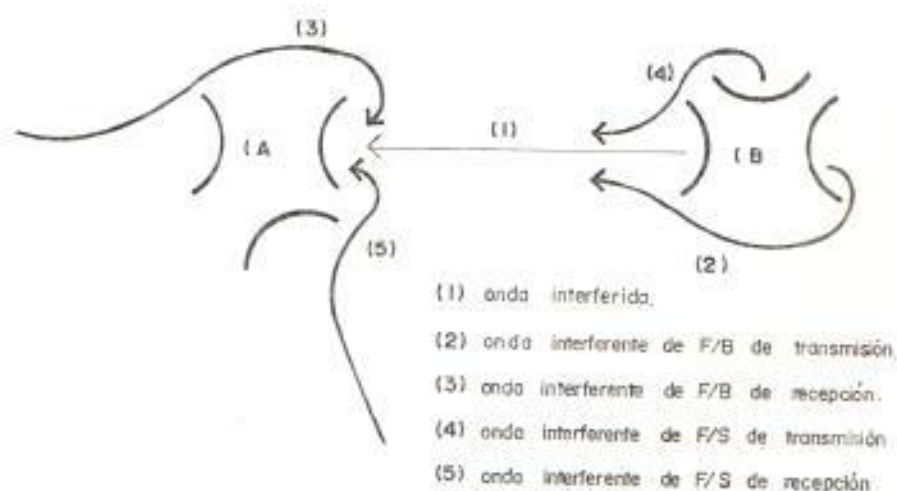


FIGURA N° 3.19. DIVERSAS INTERFERENCIAS DE F/B Y F/S

Las C/N para las interferencias de F/B y F/S de transmisión se expresan por la ecuación siguiente. Ver figura N° 3.20.

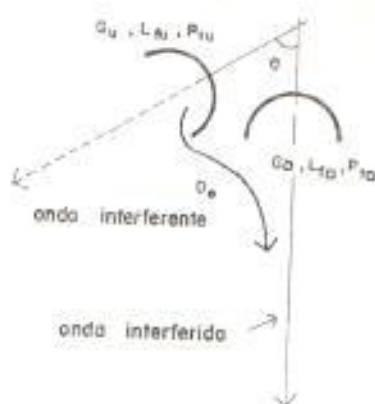


FIGURA N° 3.20. INTERFERENCIA DE F/B Y F/S DE TRANSMISION

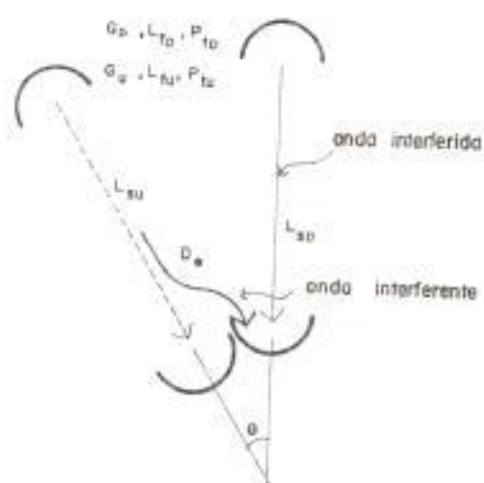


FIGURA N° 3.21. INTERFERENCIA DE F/B Y F/S DE RECEPCION

$$\begin{aligned}
 C/N(\text{dB}) &= (P_{tD} + G_D - L_{fD}) - (P_{tU} + G_U - L_{fU} - D_\theta) + \alpha(\Delta f) \\
 &= (P_{tD} - P_{tU}) + (G_D - G_U) - (L_{fD} - L_{fU}) \\
 &\quad + D_\theta + \alpha(\Delta f) \qquad (3.5)
 \end{aligned}$$

onda interferida	onda interferente
P_{tD}	P_{tU} : potencia de transmisión (dBm)
G_D	G_U : ganancia de la antena de transmisión (dB).
L_{fD}	L_{fU} : pérdida en el alimentador de transmisión (dB)
	D_θ : pérdida por directividad de la antena (dB).
	$\alpha(\Delta f)$: mejoramiento debido a los filtros (dB).

La ecuación (3.5), es para el caso en que existe una sola onda interferente, sin embargo por lo general existen más de una onda interferente, entonces, hay que lograr la C/N sobre cada una mediante la ecuación (3.5) y sumando las C/N así logradas calculamos la C/N total. En este caso la D_θ del caso de misma polarización es distinta de la del caso

de distinta polarización.

Las C/N para las interferencias de F/B y F/S de recepción se calculan utilizando la ecuación siguiente (ver figura Nº 3.21.).

$$\begin{aligned}
 C/N(\text{dB}) &= (P_{tD} + G_D - L_{fD} - L_{SD} - M) \\
 &\quad - (P_{tU} + G_U - L_{fU} - L_{SU} - D_\theta) + \alpha(\Delta f) \\
 &= (P_{tD} - P_{tU}) + (G_D - G_U) - (L_{fD} - L_{fU}) \\
 &\quad - (L_{SD} - L_{SU}) - M + D_\theta + \alpha(\Delta f)
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

onda interferida	onda interferente
P_{tD}	P_{tU} : potencia de transmisión (dBm)
G_D	G_U : ganancia de la antena de transmisión (dB).
L_{fD}	L_{fU} : pérdida en alimentador de transmisión (dB)
L_{SD}	L_{SU} : pérdida de propagación en el espacio libre (dB).
M	: margen de protección contra desvanecimiento. (dB)
D_θ	: pérdida por directividad de la antena (dB)

Para las interferencias de F/B y F/S de recepción, el trayecto de propagación de la onda interferente es distinto del trayecto de la onda interferida, por eso es problemático que la onda interferida se atenúe debido a desvanecimientos o lluvia. Durante desvanecimiento para el caso en que los trayectos son distintos uno de otro, la correlación de la variación de la intensidad de campo eléctrico entre las dos ondas puede ser considerada cero, entonces se puede utilizar directamente el margen de protección contra desvanecimiento para el ruido - térmico como M (margen de protección contra - desvanecimiento diferencial).

3.3.3.5. INTERFERENCIA DEBIDA A UN ALCANCE EXTRAORDINARIO (O/R: OVER REACH):

En la figura N° 3.22., se muestra el mecanismo de la generación de la interferencia debida a un alcance extraordinario. En caso de emplear "el sistema de dos frecuencias" las frecuencias usadas en los tramos A-B y C-D son las mismas, por tanto si una parte de la onda dirigida de la estación A hacia la B llega a la D, esta on

da interferente. Entonces siendo C/N_{OR} el valor de la C/N atribuida a tal interferencia, la inecuación siguiente debe ser satisfecha.

$$C/N_{OR} \leq (L_{SU} - L_{SD}) + D_{\theta 1} + D_{\theta 2} - M \quad (3.7)$$

L_{SU} : pérdida de propagación en el espacio libre de la onda interferente (dB).

L_{SD} : pérdida de propagación en el espacio libre de la onda interferida (dB).

$D_{\theta 1}$: pérdida por directividad de la antena de transmisión (dB).

$D_{\theta 2}$: pérdida por directividad de la antena de recepción (dB).

M : margen de protección contra desvanecimientos (dB).

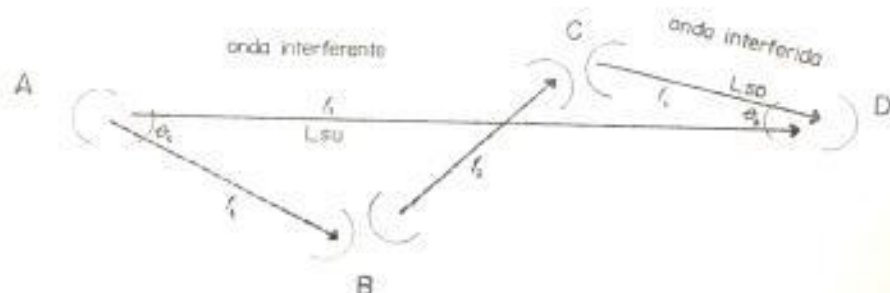


FIGURA N° 3.22. INTERFERENCIA DEBIDA A UN ALCANCE EXTRAORDINARIO(O/R)

CAPITULO IV

DISERNO DE LA RED DE COMUNICACIONES GUAYAQUIL - QUITO UTILIZANDO LA TECNICA DE MODULACION 16 - QAM

4.1. DESCRIPCION DEL SISTEMA 4/5L - DI

En las bandas de 4, 5 y 6 GHz los sistemas digitales tienen - los siguientes caracteres distintivos:

- Distancia de repetición puede ser prolongada (ó sea, 50 Km.).
- Ellos pueden coexistir con los sistemas analógicos com partiendo edificios, torres y antenas.

Por tanto instalando sistemas digitales de esas bandas se po drán realizar rutas de radioenlace digitales de largo al cance rápida y económicamente a escala nacional.

Sin embargo, la manera en que la distorsión de la forma de onda debida a desvanecimiento influye en la calidad de transmisión en los sistemas digitales es completamente dis

tinta de la de los sistemas analógicos. Especialmente al sistema que utiliza la 16 - QAM le afecta bastante la distorsión de la forma de onda debida a desvanecimientos, por tanto para superarla hay que emplear unas contramedidas frente a desvanecimientos tales como la nueva técnica de diversidad de espacio (SD del tipo dispersión de amplitud mínima) e igualador adaptativo.

4.1.1. Reseña del Sistema

La eficiencia de utilización del espectro de frecuencia de los sistemas digitales es, por lo general, inferior a la de los analógicos considerando la capacidad de canales telefónicos, porque en los sistemas analógicos una señal vocal ocupa solamente la anchura de banda de 4 KHz, pero en los digitales una señal ocupa 64 K b/s. No obstante en los sistemas 4,5L - D1 se emplea el método de modulación y demodulación 16 - QAM para realizar la capacidad de transmisión de 200 Mb/s por un sistema radioeléctrico, por lo que se pudo cumplir la eficiencia de 5 bits/Hz la cual es casi igual a la de los sistemas analógicos. En la siguiente página podemos apreciar la tabla N° 4.1., en la que se indican los factores principales.

TABLA Nº 4.1.
Factores de los sistemas 4/5L - DI

Especificaciones	4L - DI	5L - DI
Banda de frecuencia	3.6 GHz ~ 4.2 GHz	4.4 GHz ~ 5.0 GHz
Capacidad de transmisión.....	200 Mb/s	(2.880 ch)
Número de sistemas	6 + 1	
Disposición de frecuencia.....	intercaladas a intervalo 40 MHz	
Frecuencia de reloj	50.042 MHz	
Distancia de repetición patrón.....	50 Km	
Método de modulación.....	16 - QAM	
Método de demodulación.....	detección coherente	
Método de repetición	regenerativa en cada repetidora	
Pot. de transmisión	26 dBm (tramo patrón) 32 dBm (tramo a larga distancia).	
Factor de ruido....	4.5 dB (con SD)	
Margen contra desvanecimiento.....	19.5 dB	20.0 dB
Prop. de Interrupción	0.01%/2,500 Km (BER = 10^{-4})	
Calidad de circuito	10^{-8} /2,500 Km.	

4.1.2. Círculo ficticio de referencia y objetivos del círculo

El círculo ficticio de referencia está basado en la recomendación del CCIR (R-556) como se muestra en la figura Nº 4.1. En la figura Nº 4.2., se muestra la composición del círculo para una sección de conmutación.

Los objetivos del círculo son como sigue:

- Objetivo en horas normales:

La proporción de tiempo en que la BER excede de 10^{-8} debe ser inferior a 1%/2,500 Km., de cualquier mes.

- Objetivo sobre la proporción de la interrupción instantánea.

La proporción de tiempo en que la BER excede de 10^{-4} debe ser inferior a 0.01 %/2,500 Km., de cualquier mes.

En el diseño del círculo si se satisface el objetivo sobre la proporción de la interrupción instantánea, en general el objetivo para el caso en horas normales se satisface también.

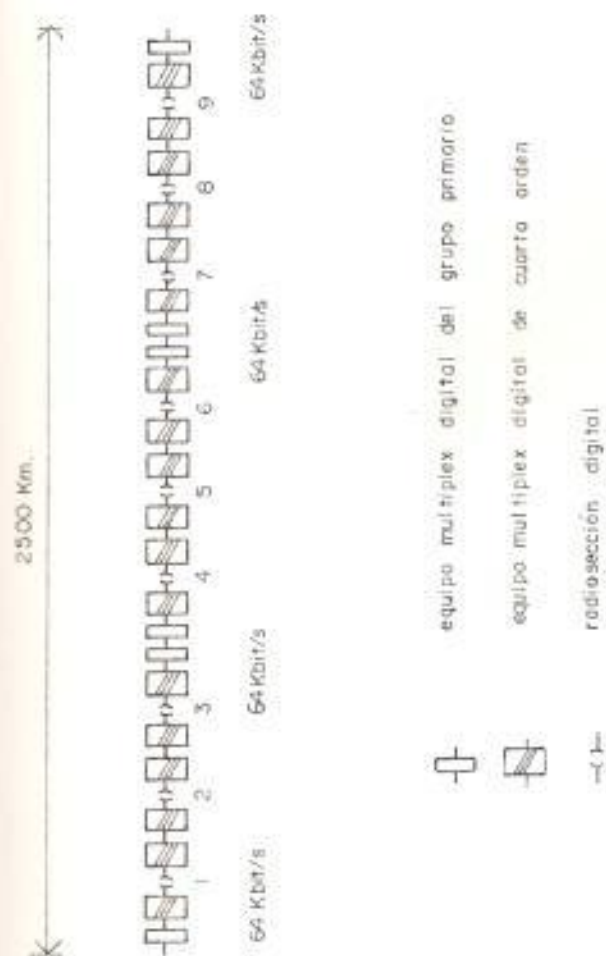


Figura 4.1.- Circuito ficticio de referencia de los sistemas 4/5L-D1(R-556 del CCIR)

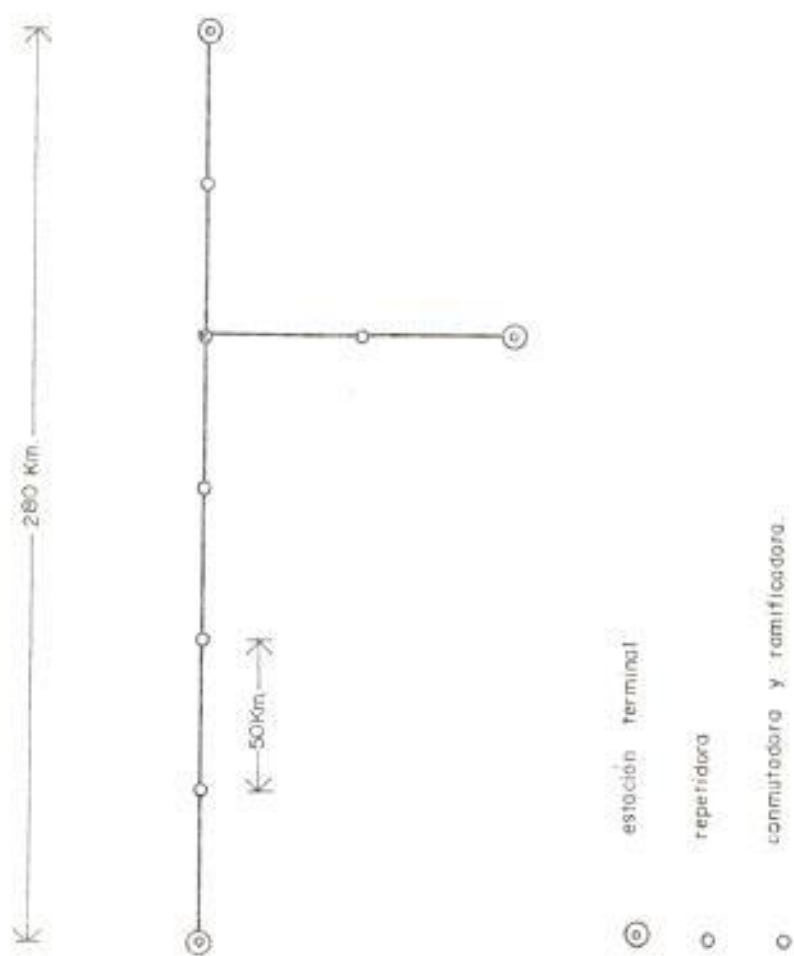


Figura 4.2.- Composición de circuito para una sección conmutadora

4.1.3. Diseño del circuito

En este tipo de sistemas el diseño del circuito se lleva a cabo bajo el supuesto de que se emplea la diversidad de espacio (SD). La SD tiene gran efecto contra desvanecimiento y disminuye la distorsión de la forma de onda debido a desvanecimientos.

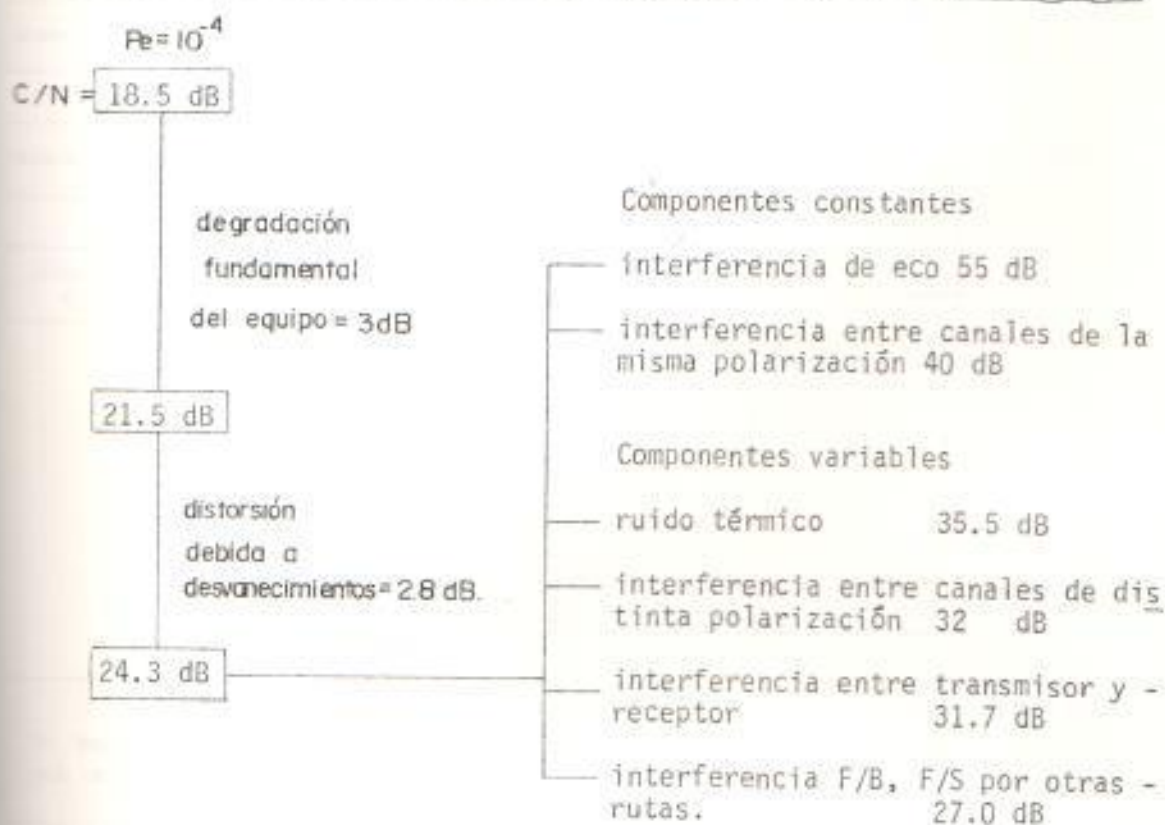
Estos sistemas se utilizan junto con los sistemas analógicos compartiendo edificios, torres y antenas, por tanto la mayor parte del ruido admisible se asigna a ruidos de interferencia por parte de otras rutas (o sea, los sistemas interferentes son sistemas analógicos).

El valor teórico de la C/N que da la BER de 10^{-4} es de 18.5 dB. A este valor se agrega 3 dB como la componente de degradación fundamental del equipo. Se agrega 2.8 dB de degradación debido a la distorsión de la forma de onda que se produce por desvanecimientos.

A continuación podremos observar la tabla 4.2.-

Tabla 4.2.

Atribución del ruido de los sistemas 4/5 L - D1



4.2. DIAGRAMA DE FLUJO SOBRE DISEÑO DE CIRCUITO(SISTEMA 16 - QAM)

En la página siguiente podremos apreciar claramente un Diagrama de Flujo, el cual nos muestra el diseño de circuito (sistema 16 - QAM).

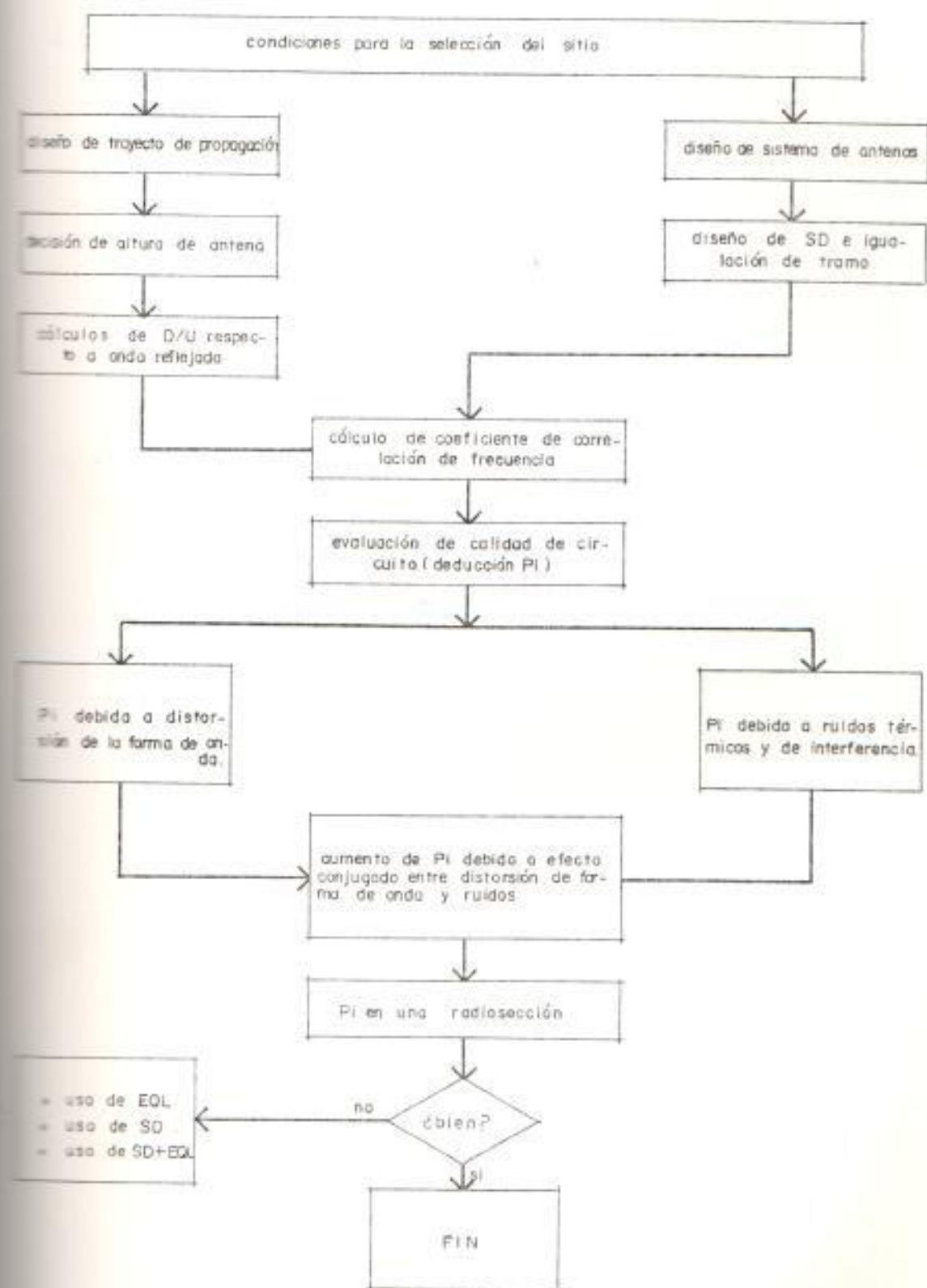


Figura 4.3.- Diagrama de Flujo sobre diseño de circuitos (sistema 16 - QAM)

4.3. SELECCION DE SITIO

Para seleccionar la ubicación de las estaciones del presente radio enlace hay que tener en cuenta ciertos aspectos como son : accesibilidad, alimentación de energía - continua, condiciones meteorológicas y área disponible. Con estas consideraciones y una vez realizado el análisis respectivo en las cartas topográficas de escala 1:50.000 preparados por la I.G.M. (Instituto Geográfico Militar), se escogen por conveniencia técnica y económica los puntos geográficos para la instalación de las nuevas estaciones que formarán parte de nuestra ruta digital.

A continuación se dan breves detalles de los mismos:

- El Carmen (Guayaquil):

Estación terminal que se encuentra en el cerro de El Carmen, ubicada en la zona urbana de Guayaquil a 95 m. de altura sobre el nivel del mar. En esta estación convergen todos los enlaces tanto provinciales como internacionales para el servicio telefónico y de T.V., a larga distancia. Sus coordenadas geográficas son:

02° 10' 38"	Latitud sur
79° 52' 42"	Longitud oeste

- Santa Ana:

La estación se encuentra en la cumbre del cerro Santa Ana, a ella se puede llegar por un camino transitable sólo en tiempo seco. Sus coordenadas son:

01°55' 34"	Latitud sur
79°45' 44"	Longitud oeste

- Babahoyo:

La estación se encuentra en la ciudad de Babahoyo, y tiene una torre instalada por IETEL de 48 metros de altura. Sus coordenadas son:

01°47' 48"	Latitud sur
79°31' 32"	Longitud oeste

- Paylón:

La estación se encuentra en un sector plano de la ladera occidental del cerro el Paylón, hasta la cual llega un camino vecinal transitable siete meses al año. Esta parte del cerro no está despoblada, aquí viven campesinos que cultivan frutales. Sus coordenadas son:

01°23'05"	Latitud sur
79°22'03"	Longitud oeste

- Quevedo :

La estación se encuentra en la ciudad de Quevedo y tiene una torre instalada por el IETEL de 48 metros de altura. Sus coordenadas son:

01°01'14"	Latitud sur
79°28'07"	Longitud oeste

- Bijagual:

La estación se encuentra a 808 m., sobre el nivel del mar y es una región de huertos. Sus coordenadas son:

00°39'15"	Latitud sur
79°17'27"	Longitud oeste

- El Carmen (Manabí):

La estación se encuentra muy cerca de la población El Carmen en la provincia de Manabí, se encuentra a 270 metros sobre el nivel del mar y presenta fácil acceso por carretera principal. Sus coordenadas son:

00°15'42"	Latitud sur
79°28'38"	Longitud oeste

- Bombolí:

La estación se encuentra en la ladera oriental de la loma Bombolí a unos 585 metros sobre el nivel del mar. Es

te punto tiene vías de acceso. Sus coordenadas son:

00°14' 42"	Latitud sur
79°10' 52"	Longitud oeste

- Atacazo:

En esta estación existe una torre del IETEL de 60 metros, por ello es un punto obligado antes de llegar a Quito. Se encuentra a 3.883 metros sobre el nivel del mar. Sus coordenadas son:

00°18' 55"	Latitud sur
78°35' 59"	Longitud oeste

- Quito:

La estación se encuentra en la ciudad de Quito, ubicada a 2.800 metros sobre el nivel del mar. Sus coordenadas son:

00°12' 54"	Latitud sur
78°30' 37"	Longitud oeste

A continuación apreciaremos la tabla 4.3.- En ella se presentan las estaciones de la ruta digital con sus coordenadas, alturas,

distancia de cada uno de los trayectos y la longitud total del enlace.

Tabla 4.3.

Estaciones de la ruta digital con sus coordenadas, alturas y distancia de cada uno de los tramos

Enlace de Microondas de la ruta digital					
Tramo	Estación	Latitud Sur	Longitud Oeste	Altura (cm)	Distancia del tramo (km)
1	El Carmen Guit.	02°10'38"	79°52'42"	95	30.7
2	Santa Ana	01°55'34"	79°45'44"	290	30.0
3	Babahoyo	01°47'48"	79°31'32"	0	48.7
4	Paylon	01°23'05"	79°22'03"	354.7	41.8
5	Quevedo	01°01'14"	79°28'07"	80	45.3
6	Bijagua1	00°39'15"	79°17'27"	808	47.8
7	El Carmen Manabí.	00°15'42"	79°10'52"	270	33.0
8	Bombolí	00°14'42"	79°10'52"	585	64.9
9	Atacazo	00°18'55"	78°35'59"	3883	15.3
	Quito	00°12'54"	78°30'37"	2800	
Longitud total de la ruta					357.5

En las figuras 4.4 al 4.13., se adjuntan los detalles de las estaciones.

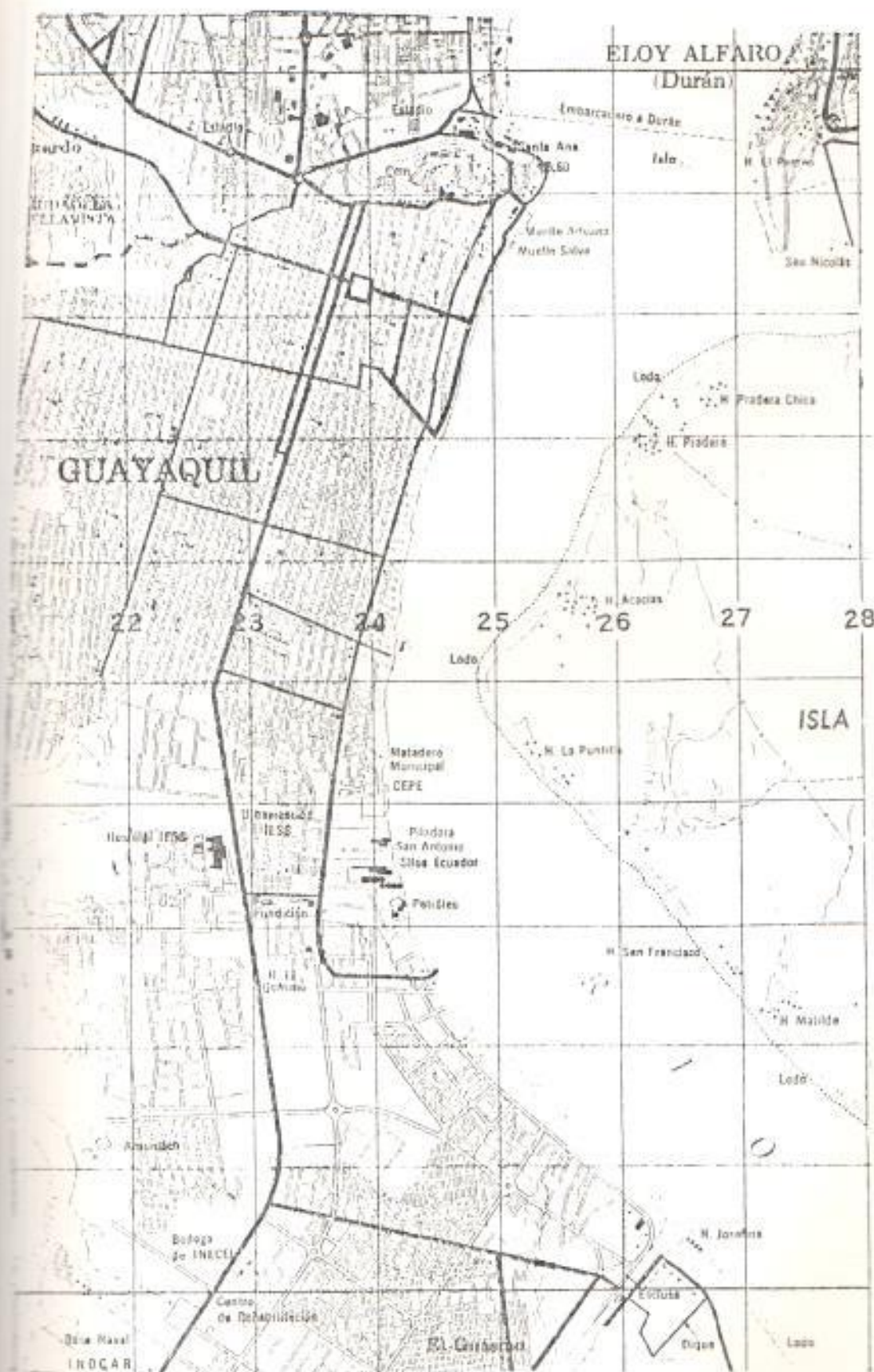


Figura N° 4.4.- Ubicación geográfica de la Estación (Guayaquil) - El Carmen. -

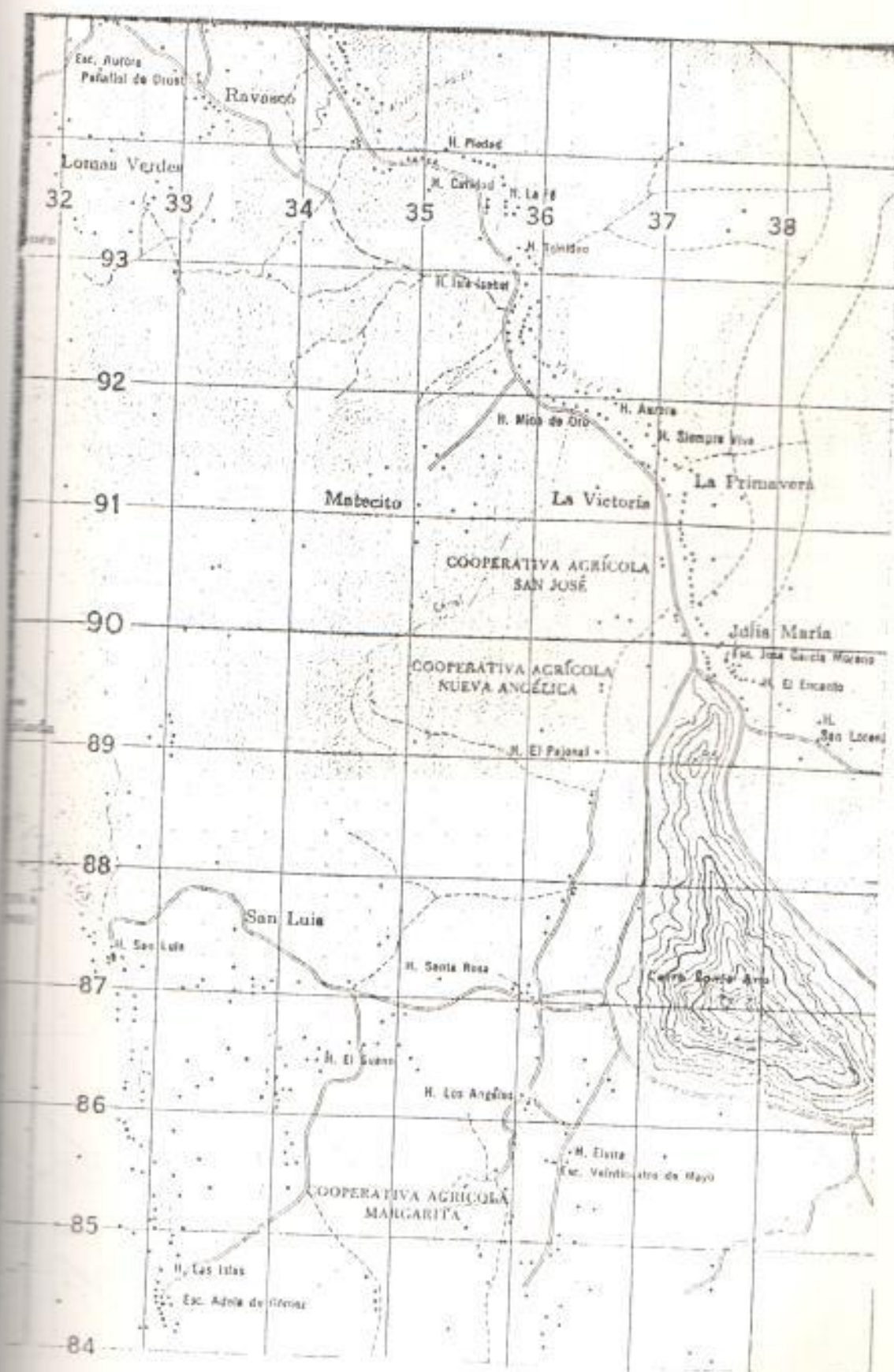


Figura 4.5.- Ubicación geográfica de la estación Santa Ana

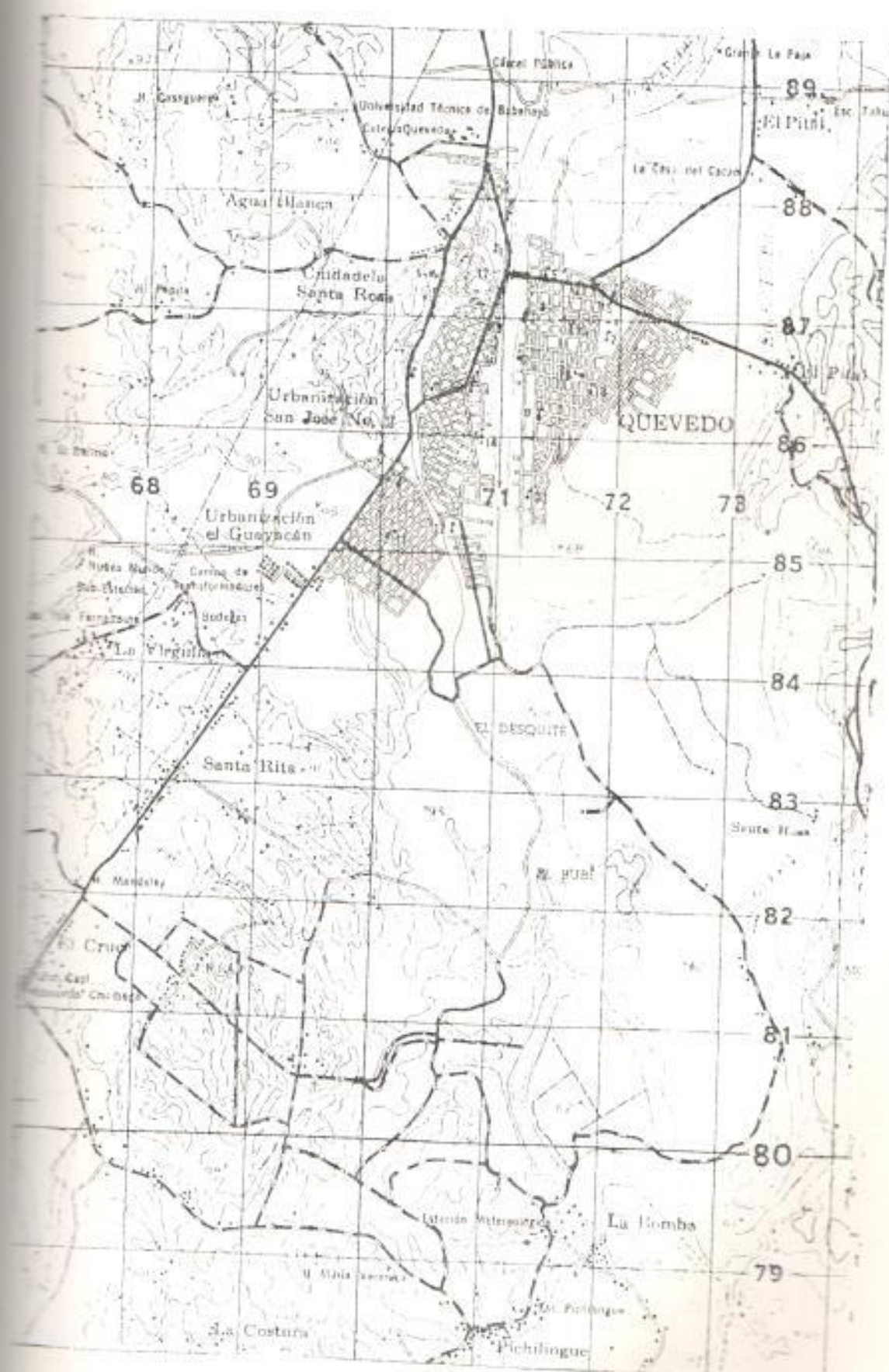


Figura 4.8.- Ubicación geográfica de la Estación Quevedo.-

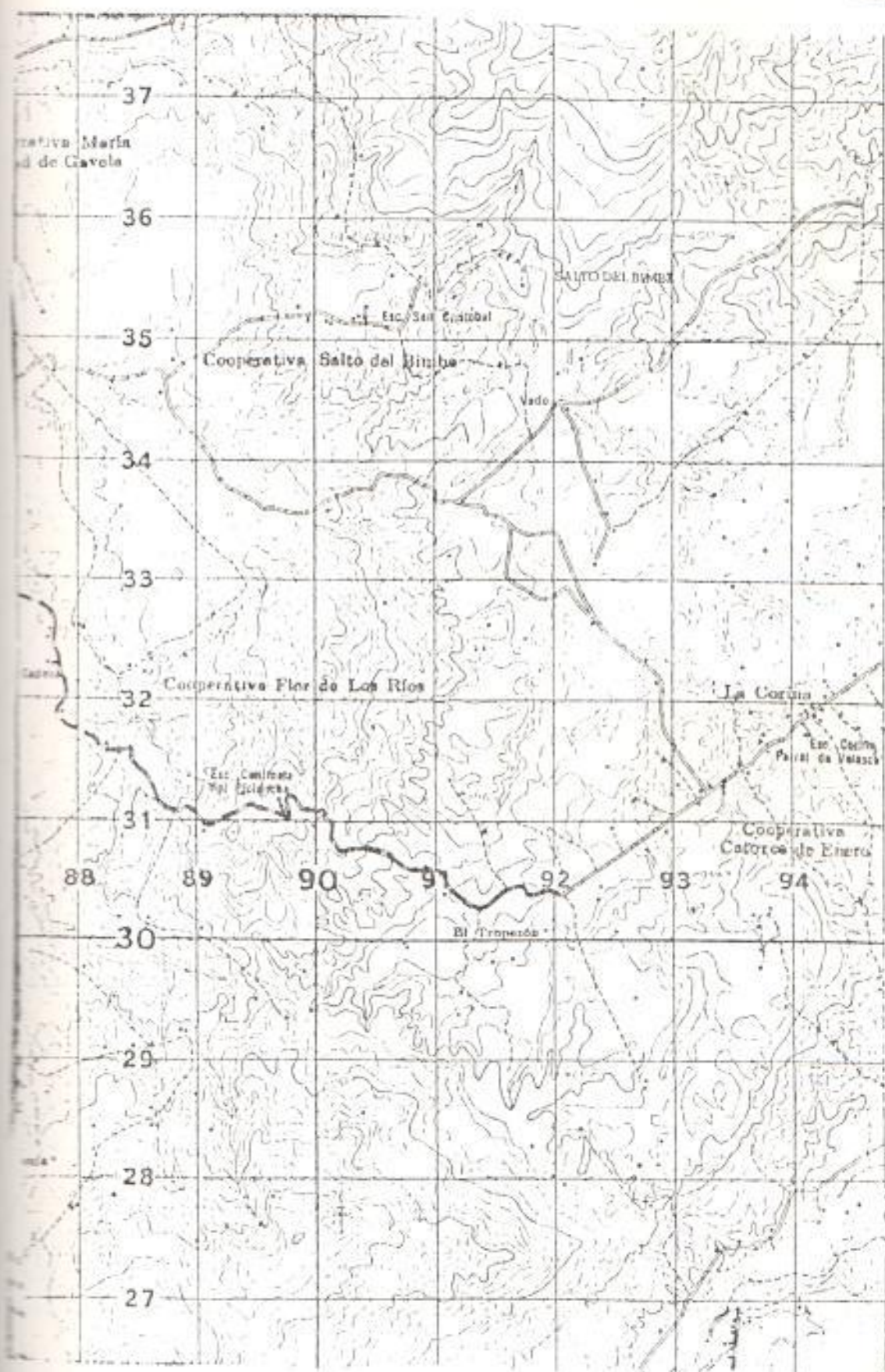


Figura 4.9.- Ubicación geográfica de la Estación Bijagua.-

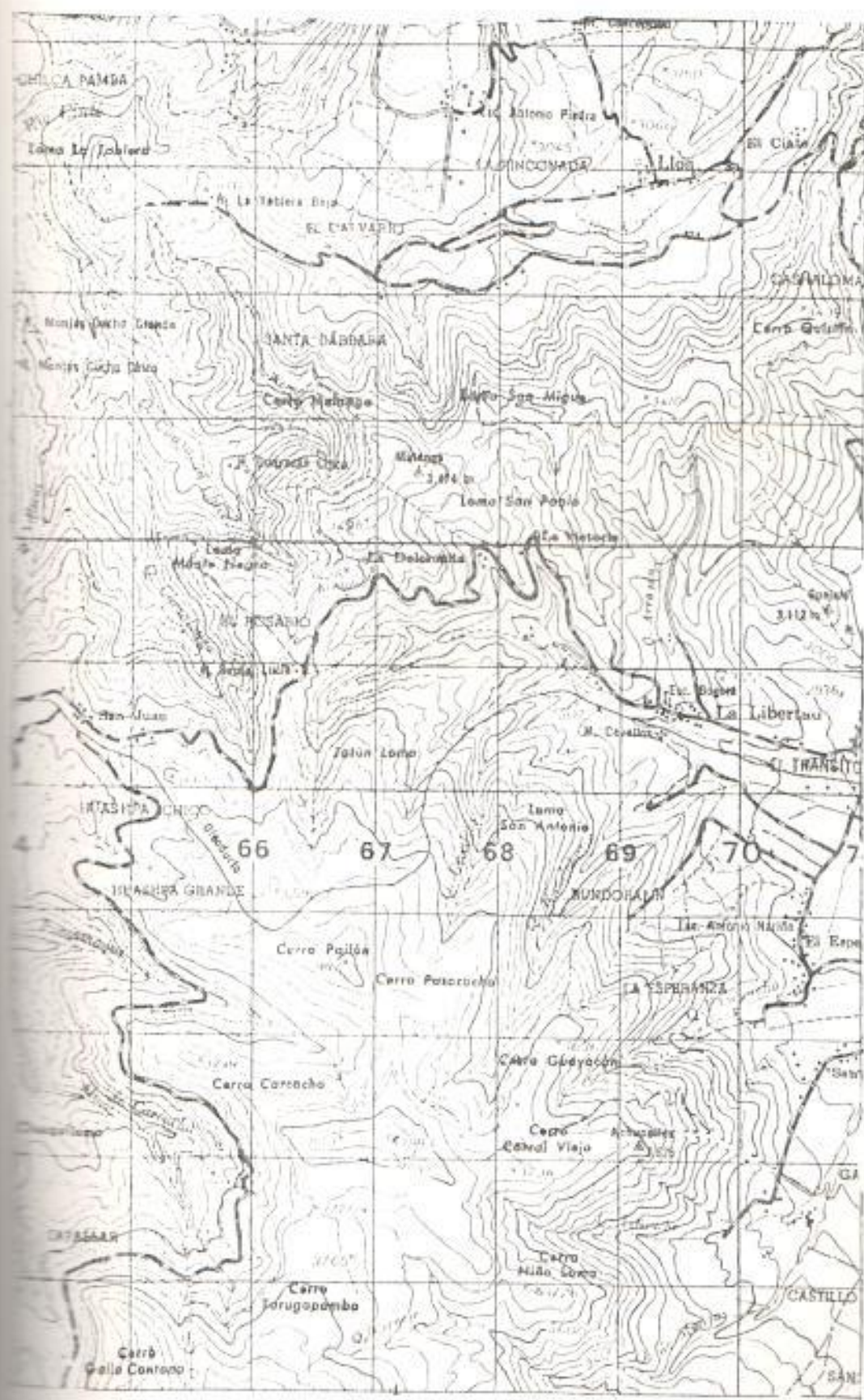


Figura 4.12.- Ubicación geográfica de la estación Atacazo.-

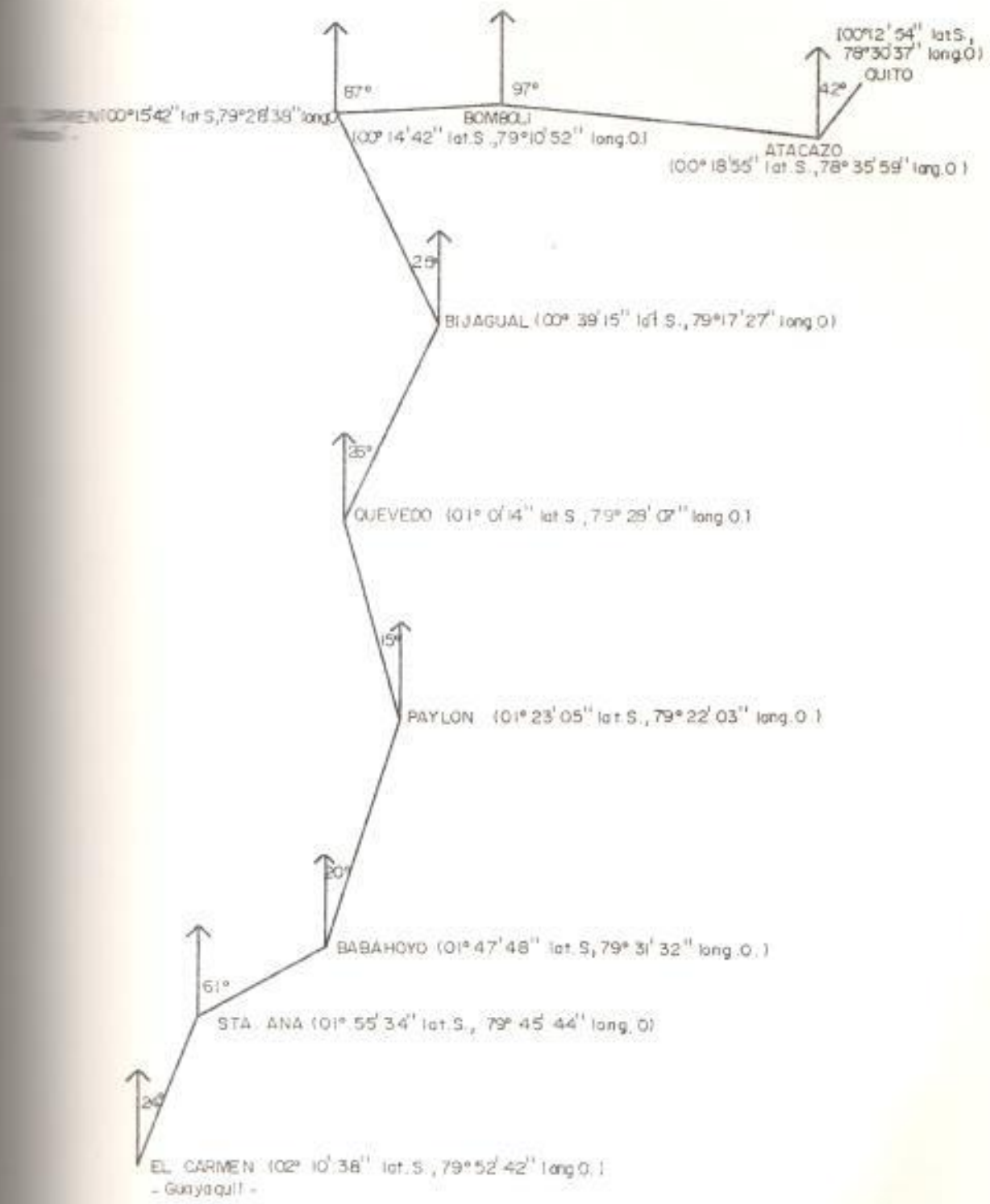


Figura 4.14.- Ubicación astronómica de los puntos de repetición de la ruta Guayaquil - Quito.-

4.3.1. Diseño del trayecto de propagación

Una vez que se ubican los sitios geográficos para las estaciones repetidoras, hay que proceder a verificar las distintas elevaciones del terreno comprendido entre cada salto, lo cual se logra analizando las cartas topográficas del I.G.M. Con estos datos se trazan los diagramas de perfil para cada trayecto y se verifica si existe línea de vista entre las estaciones.

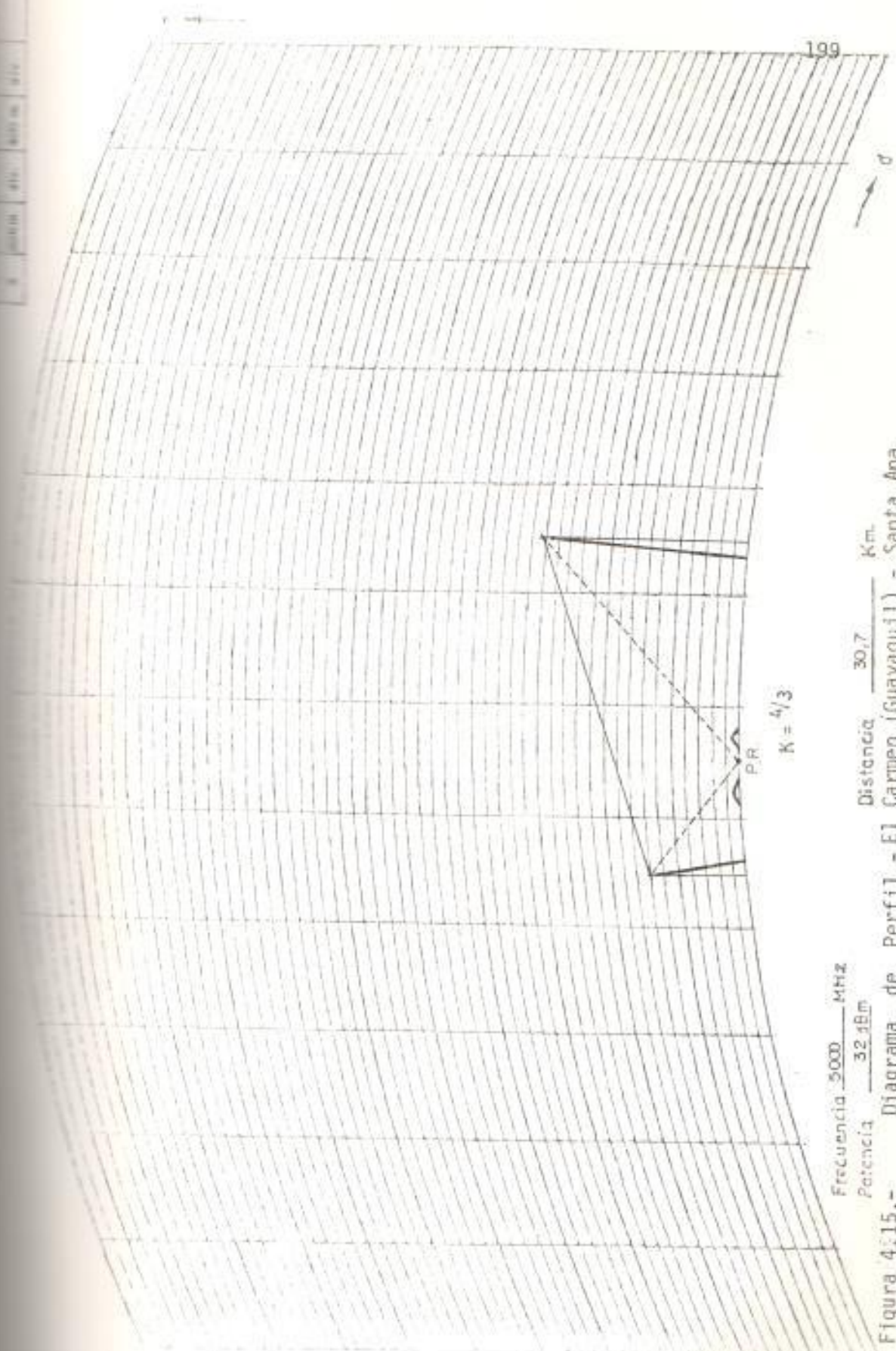
Los factores a considerar para los diagramas de perfil son la curvatura de la tierra y la propagación del haz de microondas. Aunque la superficie de la tierra es una curva, el haz de microondas tiende a viajar en línea recta, pero debido a la refracción atmosférica, dicho haz se inclina hacia abajo una pequeña cantidad que varía de acuerdo a las condiciones atmosféricas. El grado y la dirección de dicha inclinación puede ser convenientemente definido por un "factor del radio equivalente de la tierra". Este factor K multiplicado por el radio real de la tierra a , es el radio de una curva ficticia de la tierra. Esta curva es equivalente a la curvatura relativa del haz de microondas con respecto a la curvatura de la tierra ,

es decir que es igual a la curvatura real de la tierra menos la curvatura del haz de microondas - real.

Esta curvatura puede graficarse como una tierra - curvada con radio K_a y un haz de microondas como una línea recta, o como una tierra plana con un haz de microondas que tenga una curvatura K_a .

En este caso, se estudiará el trayecto bajo las con di ci o n e s a t m o s f é r i c a s n o r m a l e s c u a n o K = 4/3 y se u t i l i z a r á n o s d i a g r a m a s e n l o s q u e c o n s t a y a l a c u r v a t u r a d e l a t i e r r a p a r a d i c h o í n d i c e, p o r e l l o s c o t a s l e i d a s e n l a s c a r t a s t o p o g r á f i c a s p u e d e n l o s d i c h o s d i a g r a m a s a l a s d i s t a n c i a n c i a s c o r r e s p o n d i e n t e n d i c h o s d i a g r a m a s a l a l o n g i t u d t o t a l d e l t r a y e c t o e n c u e s t i o n.

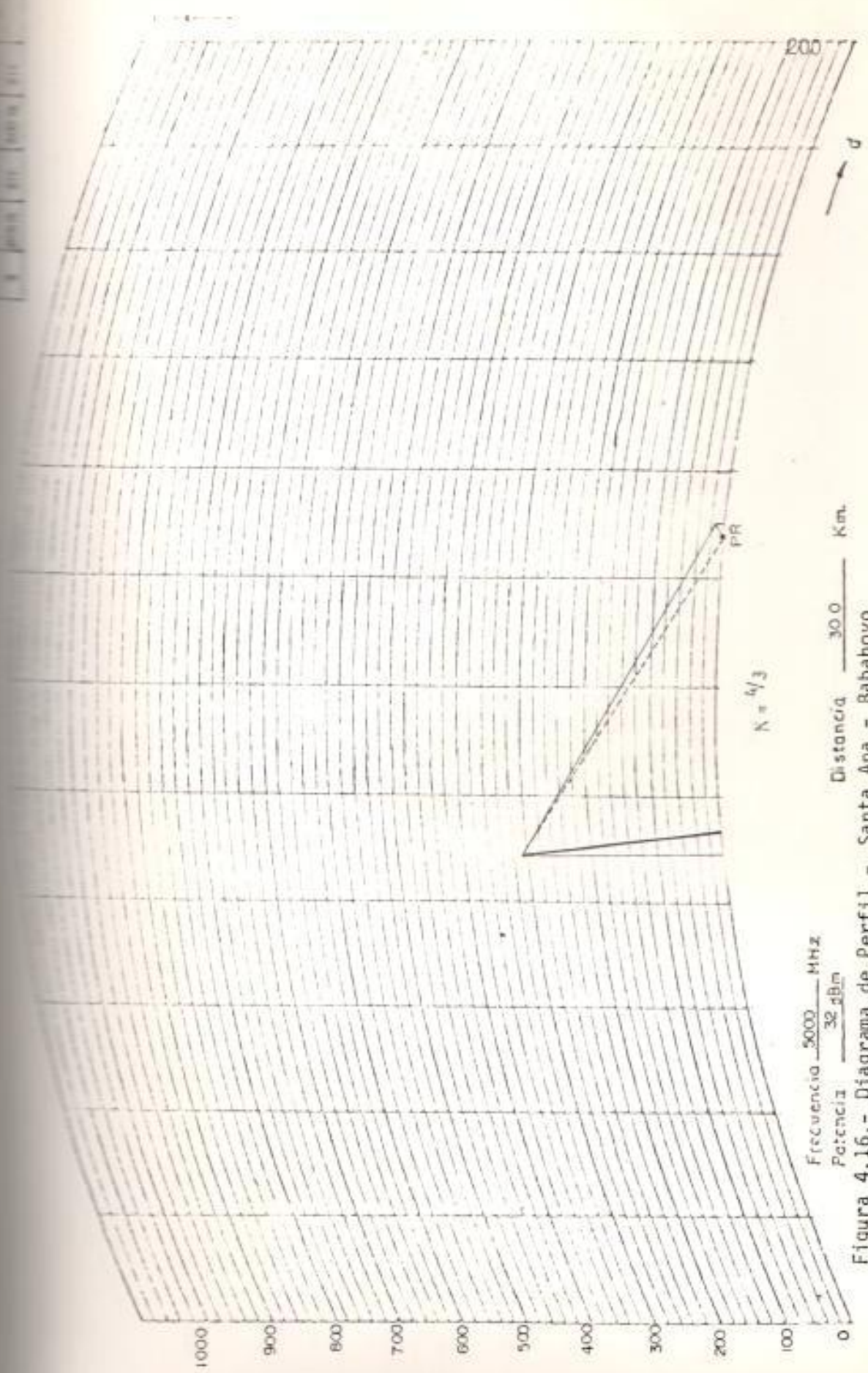
A continuación se presentan los diagramas de perfil para cada uno de los trayectos que conforman el radioenlace digital de microondas. (Ver figuras 4.15 al 4.23). Cabe señalar que el IEJEL ha proporcionado cotas de alturas en los trayectos Bijagual - El Carmen (Manabí), El Carmen (Manabí) - Bomboli, por cuanto, no existe carta topográfica de El Carmen (Manabí).-



Frecuencia 3000 MHz
 Potencia 32 dBm

Distancia 30,7 Km.

Figura 4.15.- Diagrama de Perfil.- El Carmen (Guayaquil) - Santa Ana



Frecuencia 5000 MHz
 Potencia 32 dBm

Distancia 30.0 Km.

Figura 4.16.- Diagrama de Perfil.- Santa Ana - Babahoyo

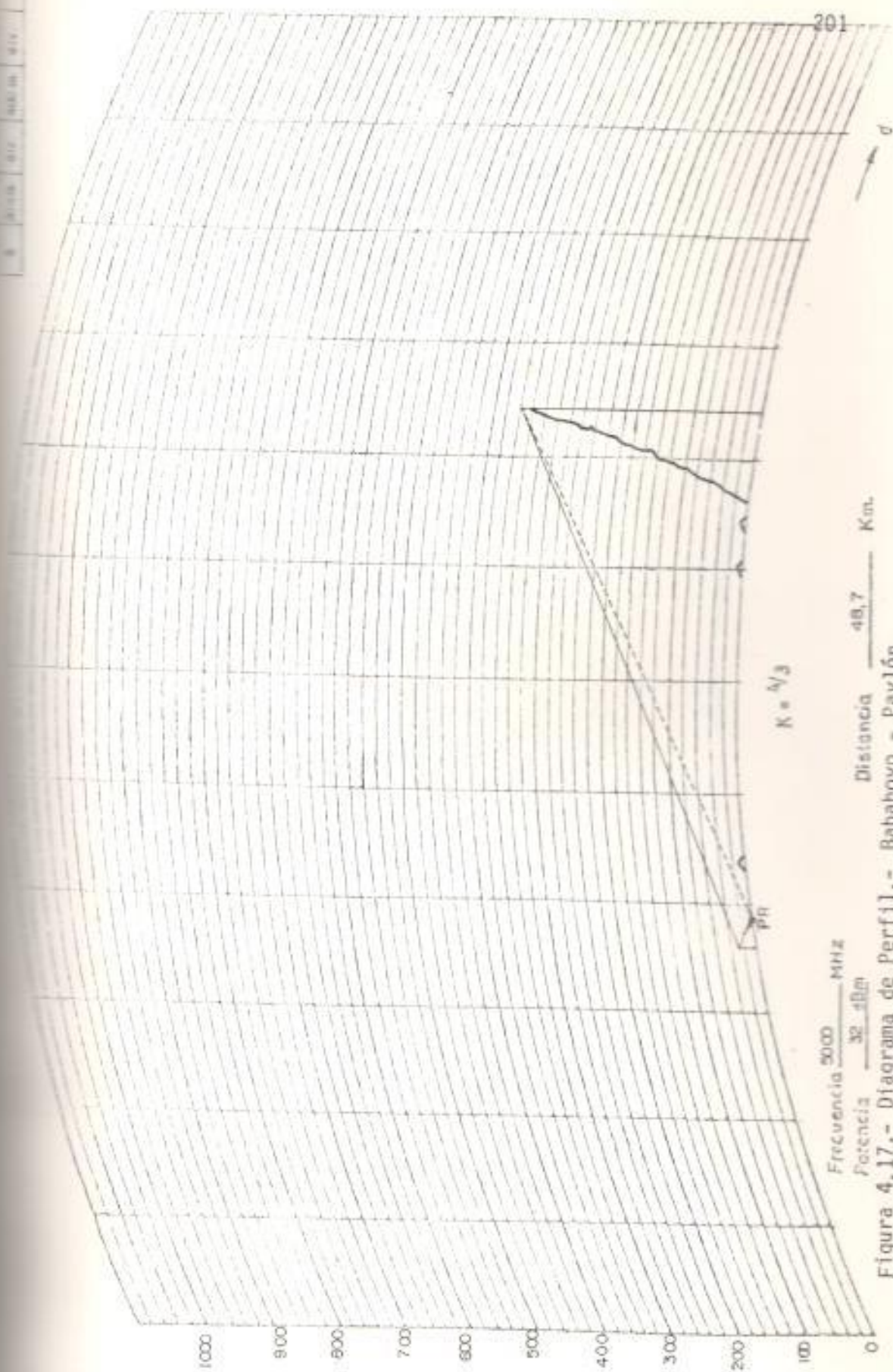
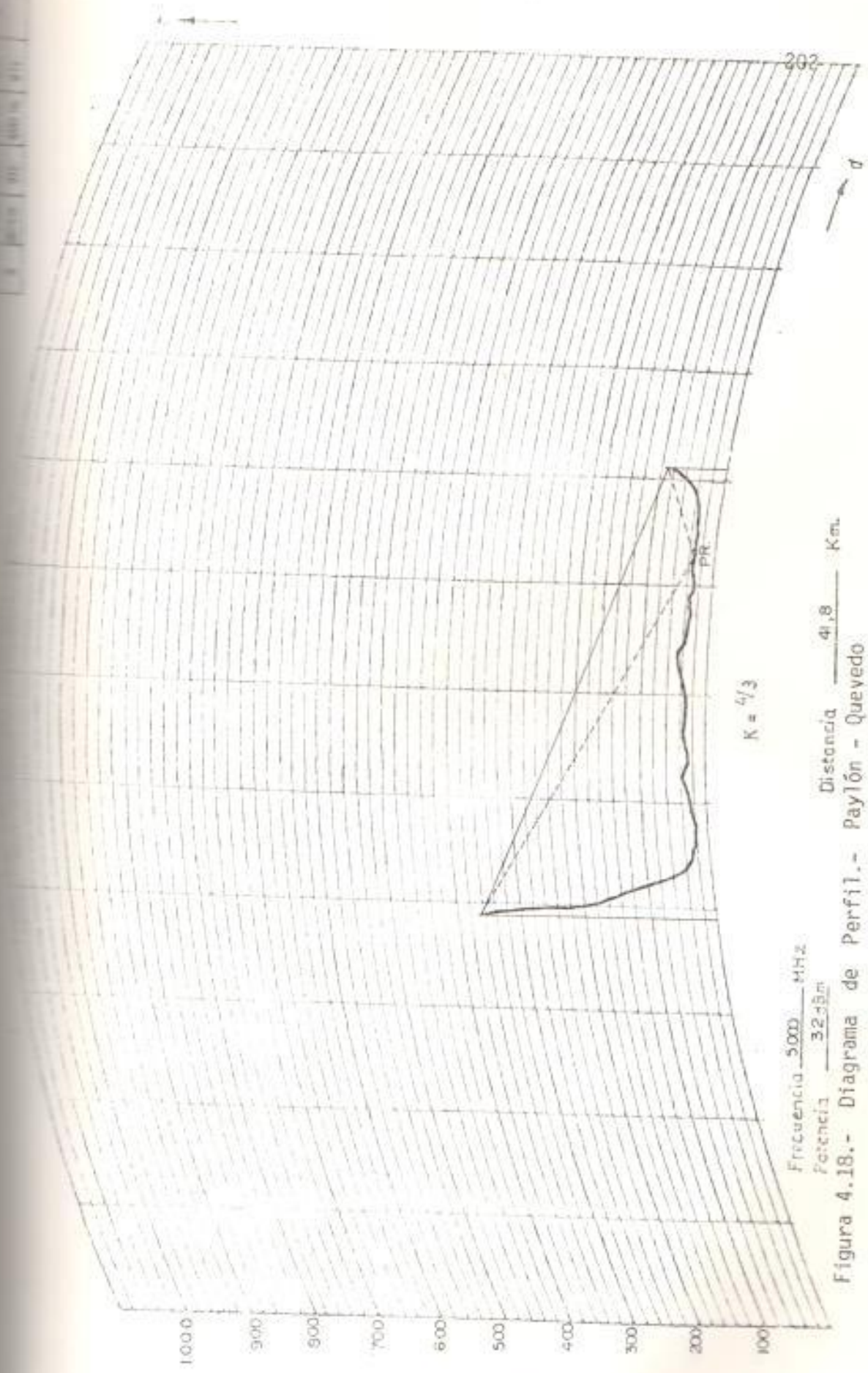


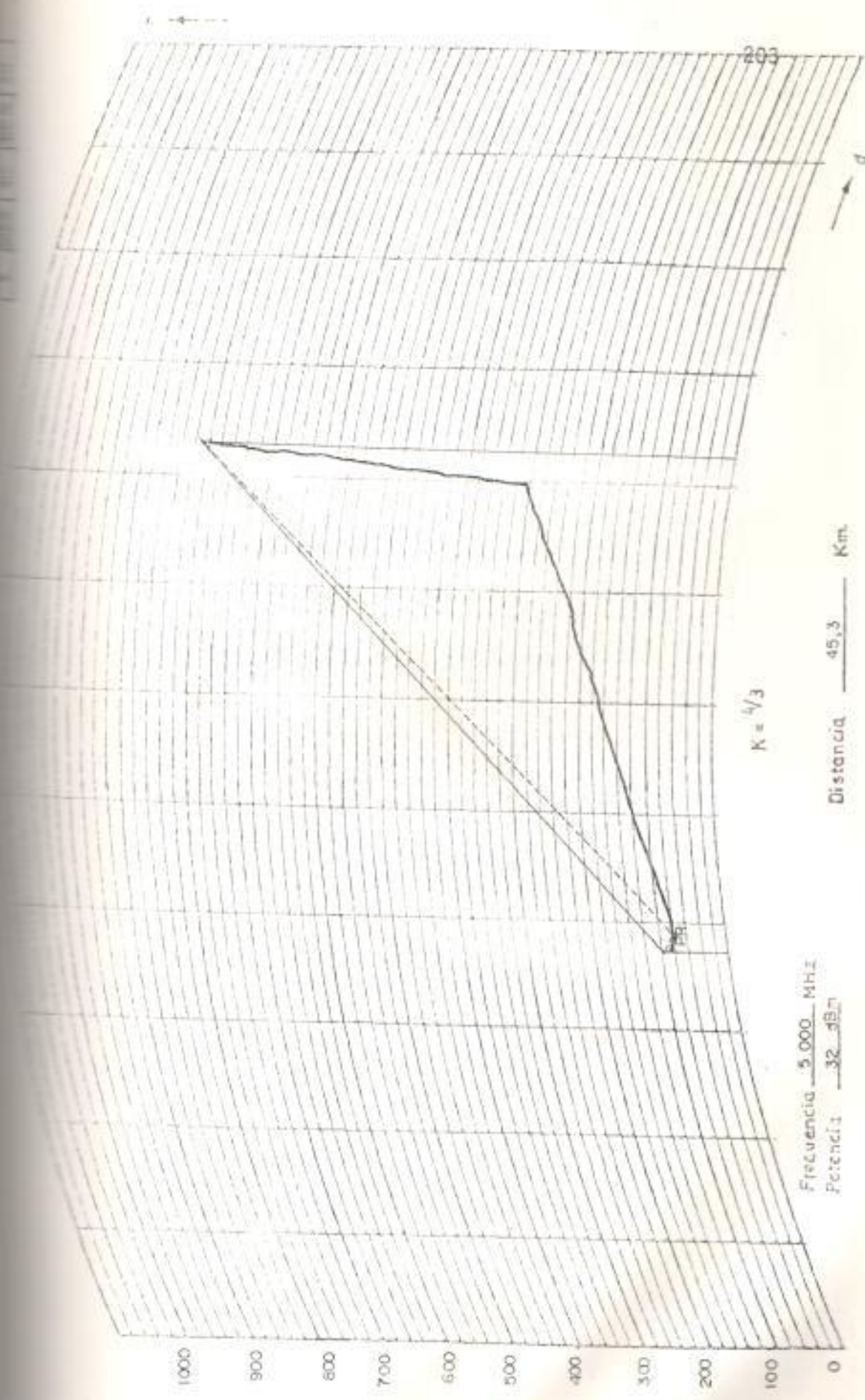
Figura 4.17.- Diagrama de Perfil.- Babahoyo - Paylón



Frecuencia 5000 MHz
 Potencia 32.55m

Distancia 4.8 Km.

Figura 4.18.- Diagrama de Perfil.- Paylón - Quevedo

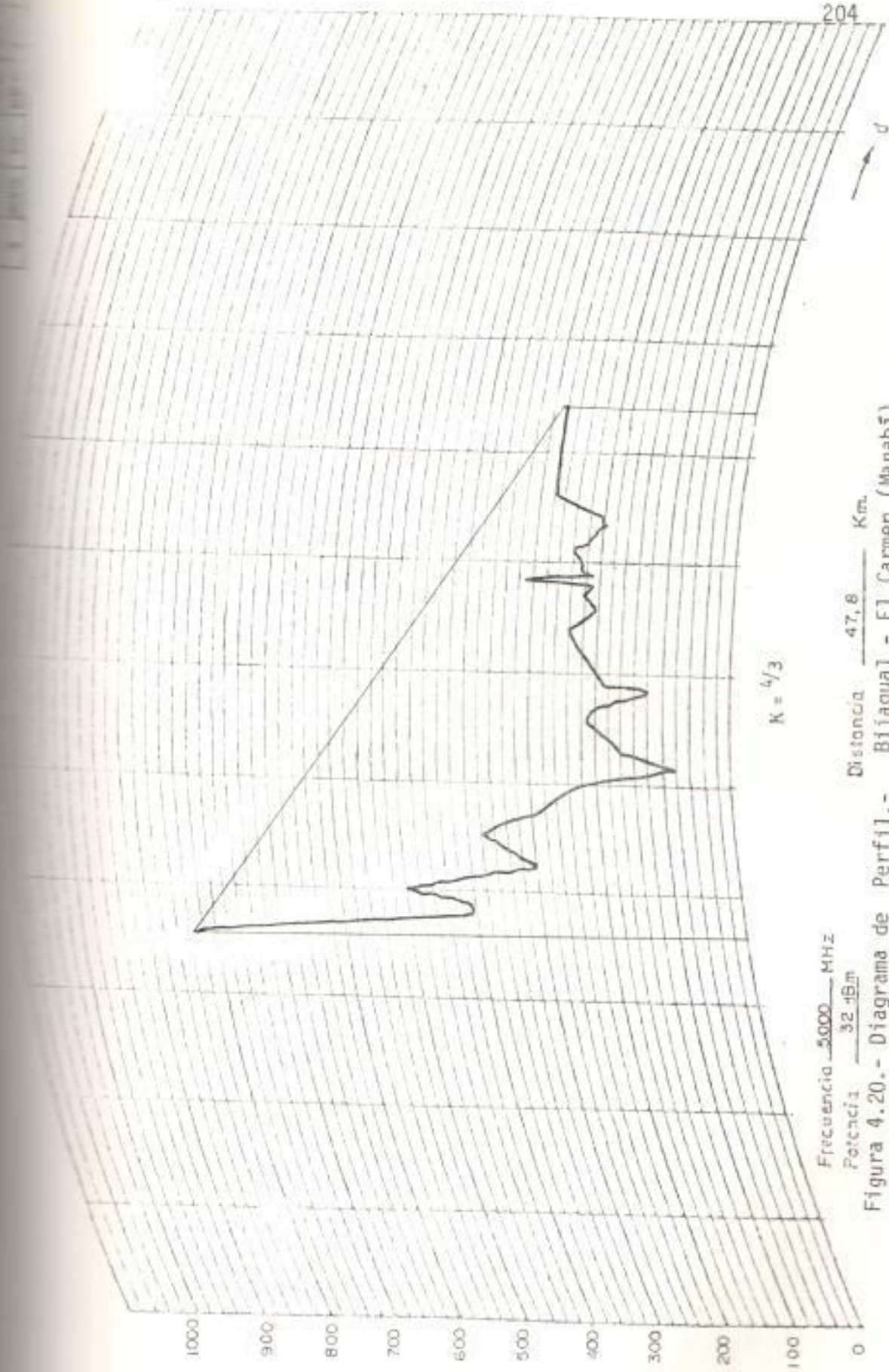


$K = 1/3$

Frecuencia 5.000 MHz
Potencia 32 dBm

Distancia 45,3 Km

Figura 4.19.- Diagrama de Perfil.- Quedo - Bijagua

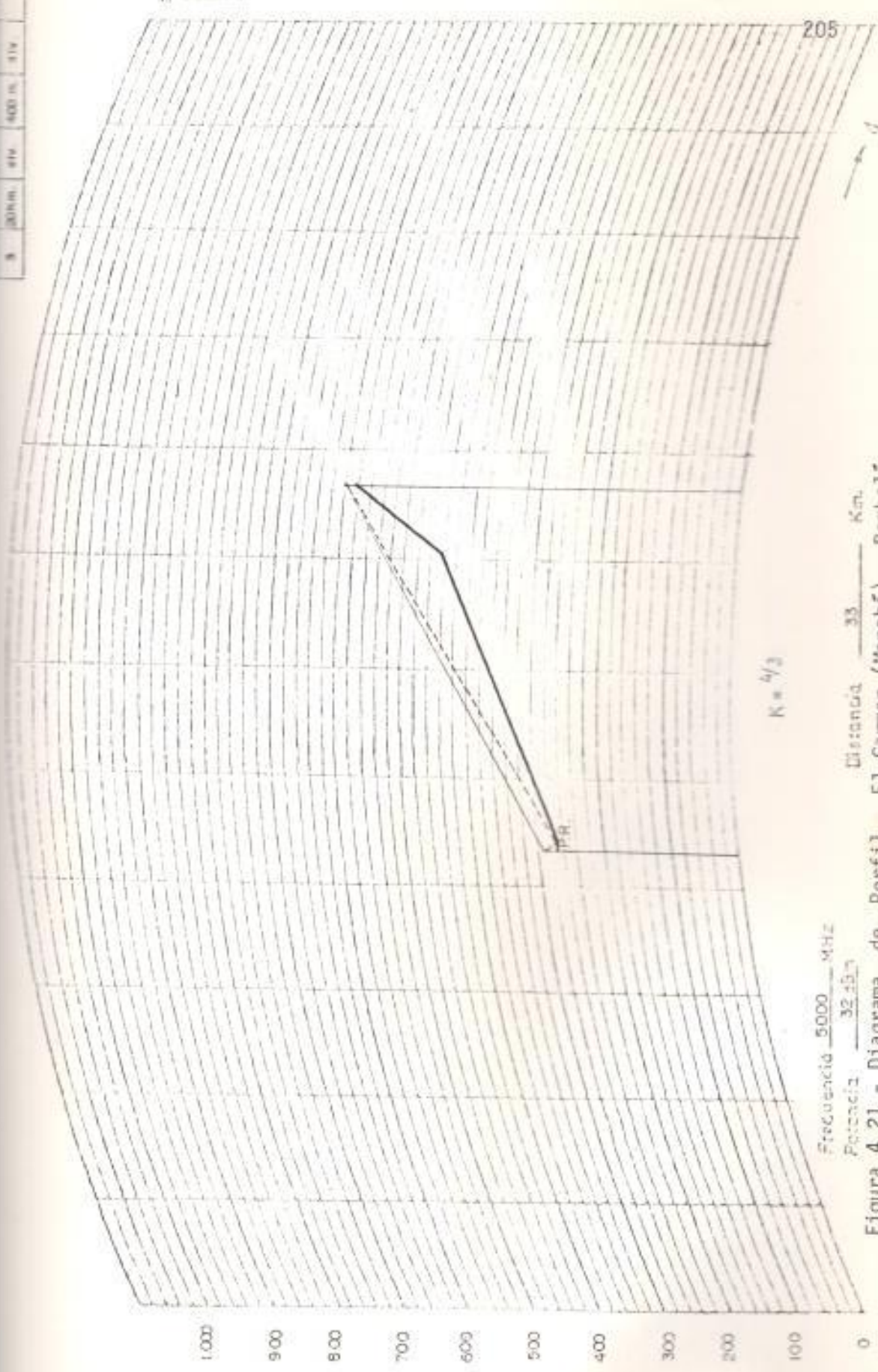


Frecuencia 5000 MHz
 Potencia 32 dBm

$K = 4/3$

Distancia 47,8 Km.

Figura 4.20.- Diagrama de Perfil.- Bijagal - El Carmen (Manabí)



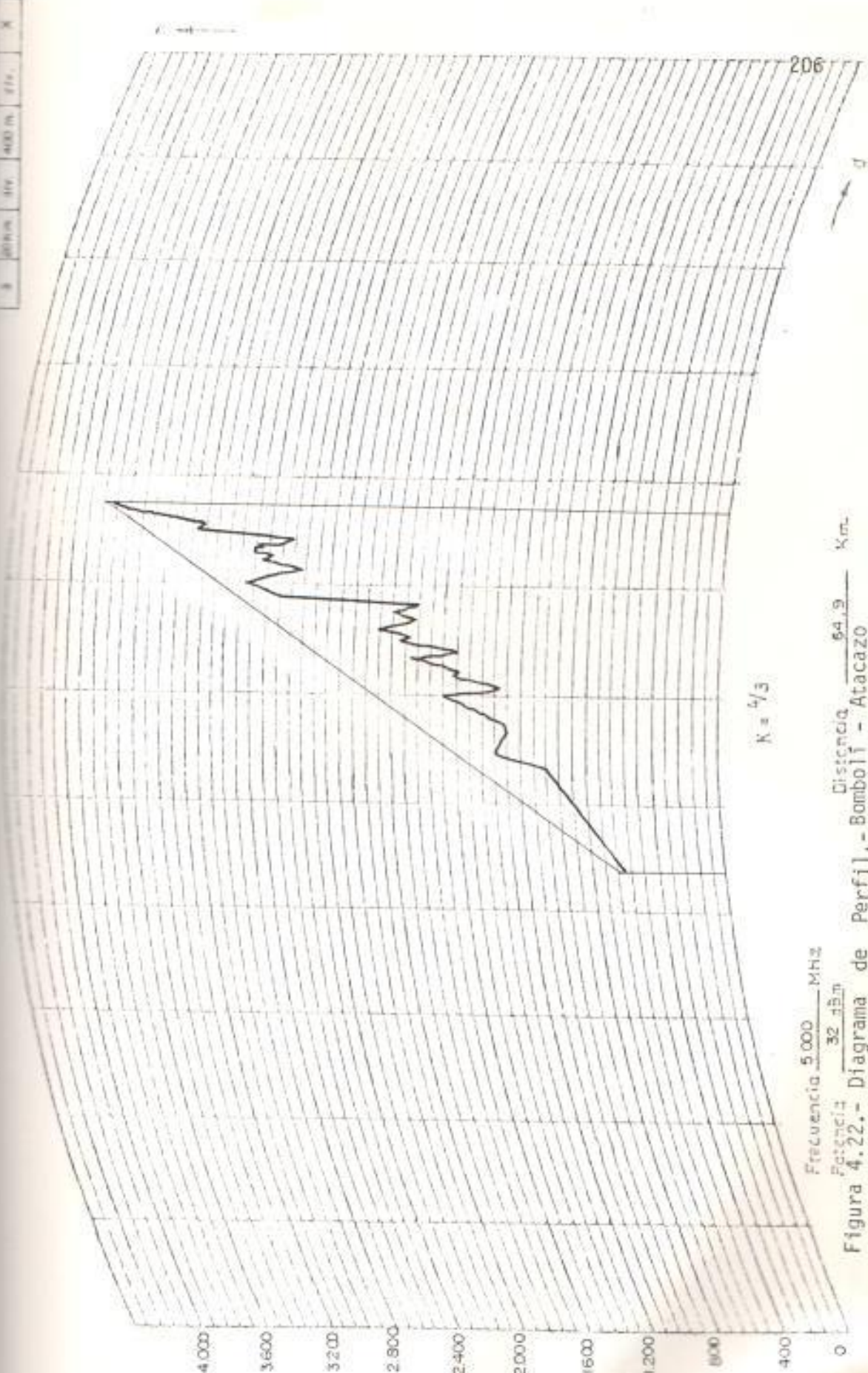
$K = 4/3$

Frecuencia 5000 MHz
 Potencia 32.15 m

Distancia 33 Km

Figura 4.21.- Diagrama de Perfil.- El Carmen (Manabí) - Bombón

1	1000	100	1000	100
2	2000	200	2000	200
3	3000	300	3000	300
4	4000	400	4000	400
5	5000	500	5000	500
6	6000	600	6000	600
7	7000	700	7000	700
8	8000	800	8000	800
9	9000	900	9000	900
10	10000	1000	10000	1000

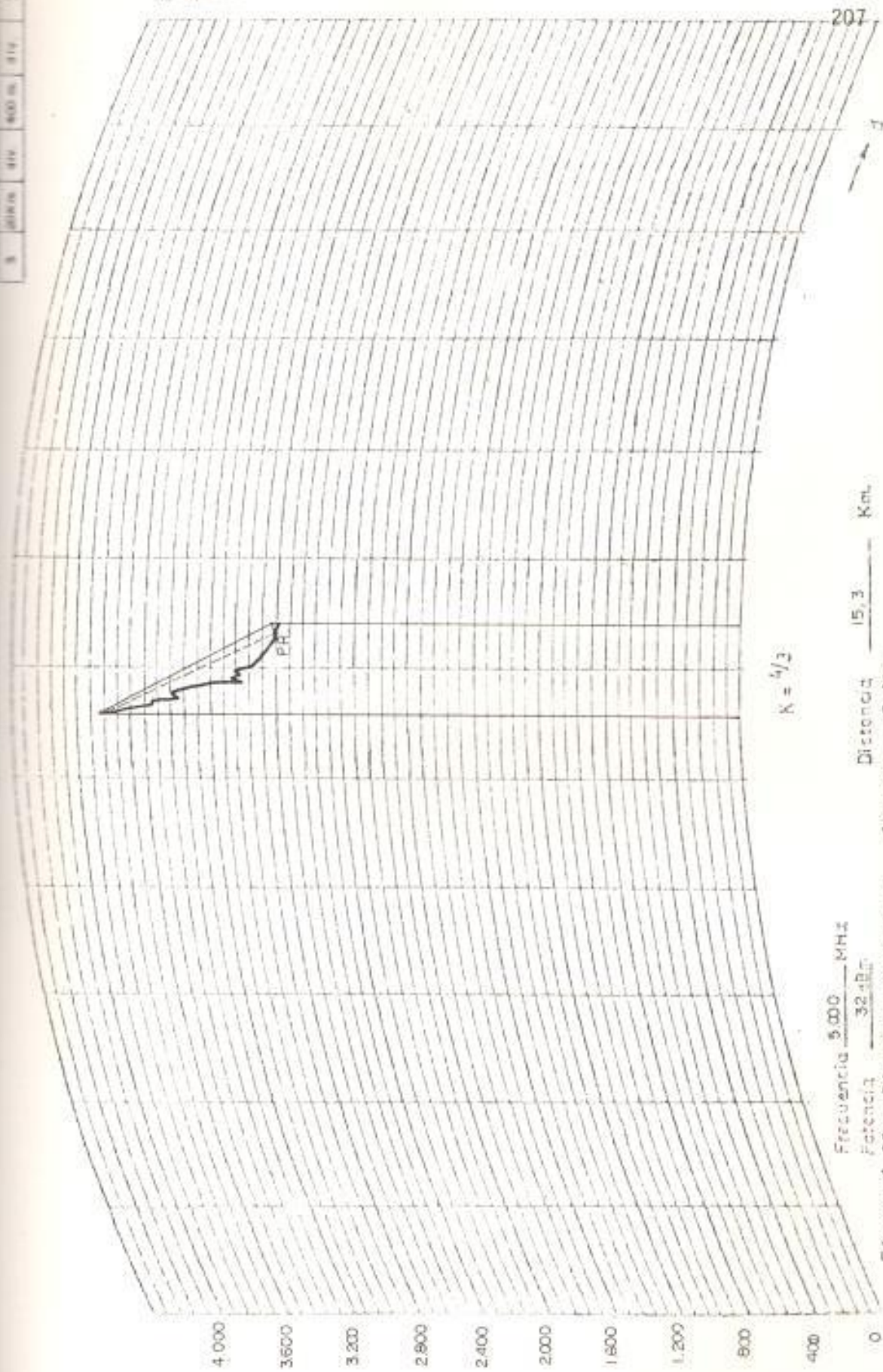


Frecuencia 5.000 MHz
 Potencia 32.15m

$K = 1/3$

Figura 4.22.- Diagrama de Perfil.- Bomboll - Atacazo
 Distancia 64.9 Km.

3	400 km	200	400 km	200	X
2	300 km	150	300 km	150	X
1	200 km	100	200 km	100	X



Frecuencia 5.000 MHz
 Potencia 32 dBm

Distancia 15.3 Km

$K = 4/3$

Figura 4.23.- Diagrama de Perfil.- Atacazo - Quito

1	0.00	0.01	0.10	0.10	0.10
2	0.00	0.01	0.10	0.10	0.10
3	0.00	0.01	0.10	0.10	0.10

4.3.1.1. Decisión de la altura de la antena:

El trayecto de propagación debe tener cierta apertura sobre las cumbres de las montañas, por lo tanto hay que cumplir con las siguientes condiciones:

- Para el caso en que K (coeficiente del radio ficticio de la tierra) es de 4/3, la apertura del trayecto sobre las cumbres de las montañas deben ser mayor que el radio de la primera zona de Fresnel.
- Para el caso en que K, es de 2/3, la apertura del trayecto debe ser mayor que 2/3 del radio de la primera zona de Fresnel.

Aquí se explica el proceso de cálculo para la altura de la antena bajo la condición de que la altura de la otra antena ya está dada.

En primer lugar tenemos el radio de la primera zona de Fresnel para un punto de cumbre,

$$h_0 = \sqrt{\frac{\lambda}{d} \frac{d_1 d_2}{d}} \quad (m) \quad (4.1)$$

donde :

- h_0 : radio de la primera zona de Fresnel(m)
 d_1 : distancia desde h_1 hasta la cumbre (Km).
 d_2 : distancia desde la cumbre hasta h_2 (Km)
 λ : longitud de onda (m)
 d : distancia total(Km)

En la página siguiente podremos apreciar la figura 4.24., la cual nos indica la altura de antenas y margen de apertura del trayecto.

Para $K = 4/3$, la altura de antena h_{a1} necesaria para asegurar dicha apertura del trayecto sobre las cumbres con respecto al radio de la primera zona de Fresnel se calcula por la ecuación siguiente:

$$h_{a1} K = 4/3 = d/d_2 (h_0 + h_s) - d_1/d_2 (h_{g2} + h_{a2}) + \frac{1}{2Ka} d \cdot d_1 - h_{g1} \text{ (m)}$$

(4.2)

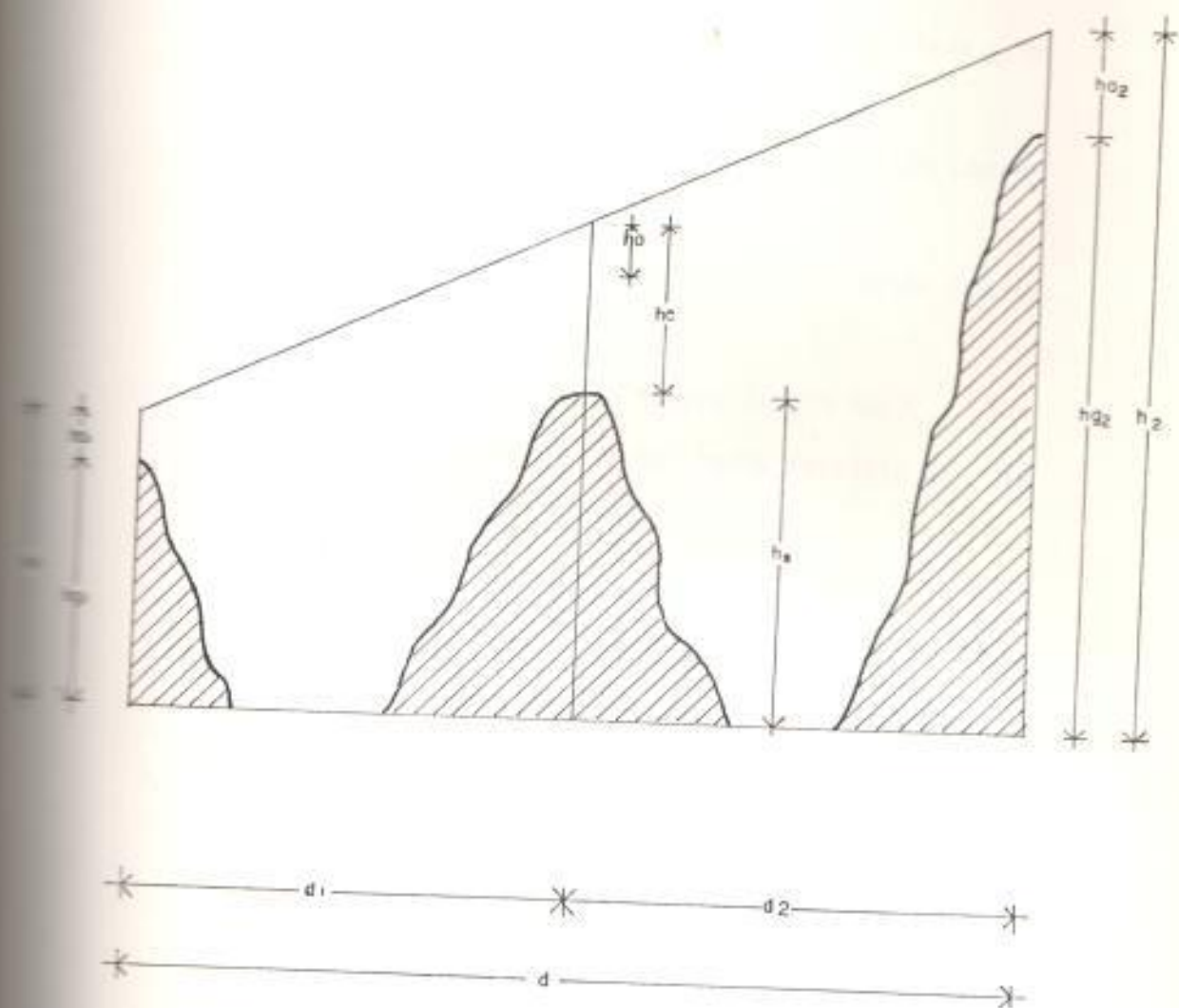


Figura 4.24.- Altura de antenas y margen de aperturas del trayecto.-

donde

- h_s : altura de la cumbre sobre el nivel del mar (m)
 h_{g1}, h_{g2} : alturas de la estación contemplada y de la estación compañera (m)
 h_{a1} : altura de antena de la estación contemplada (m).
 h_{a2} : altura de antena de la estación compañera (m)
 a : radio de la tierra (6.370 Km.).
 K : coeficiente del radio ficticio de la tierra.

Para $K = 2/3$, la altura de antena necesaria para asegurar dicha apertura del trayecto sobre las cumbres con respecto a $2/3$ del radio de la primera zona de Fresnel se calcula por la ecuación (4.3).

$$(h_{a1})_{K=2/3} = (h_{a1})_{K=4/3} - \frac{d h_0}{3d_2} + \frac{1}{2Ka} d \cdot d_1 \text{ (m)} \quad (4.3)$$

Comparando $(h_{a1})_{K=4/3}$ con $(h_{a1})_{K=2/3}$, toma

mos la más grande como altura de antena.

Una vez que se tienen las alturas totales de las dos estaciones (elevación + altura de la antena), el margen de la apertura del trayecto sobre las cumbres (hc) se calcula como sigue:

- Para $K = 4/3$ la apertura del trayecto sobre las cumbres $(hc)_{K=4/3}$, se calcula por la ecuación 4.4.

$$(hc)_{K=4/3} = h_1 - \frac{h_1}{d} (h_1 - h_2) - 0.0588 d_1 \cdot d_2 - h_s \quad (m) \quad (4.4)$$

h_1, h_2 = alturas totales de las estaciones - transmisora y receptora. (Ver figura 4.24).

La diferencia entre la apertura del trayecto sobre las cumbres y el radio de la primera zona de Fresnel $(h_{cm})_{K=4/3}$ (es decir, el margen de apertura del trayecto sobre las cumbres), se calcula por la ecuación 4.5.

$$(h_{cm})_{K=4/3} = (h_c)_{K=4/3} - h_o \text{ (m)} \quad (4.5)$$

En donde h_o :

el radio de la primera zona de Fresnel (m).

- Para $K = 2/3$, la diferencia entre la apertura del trayecto sobre las cumbres $(h_c)_{K=2/3}$ se calcula por la ecuación 4.6.

$$(h_c)_{K=2/3} = (h_c)_{K=4/3} - 0.0588 d_1 d_2 \text{ (m)} \quad (4.6)$$

Para $K = 2/3$ la diferencia entre la apertura del trayecto sobre las cumbres y $2/3$ del radio de la primera zona de Fresnel $(h_{cm})_{K=2/3}$ se calcula por la ecuación (4.7).

$$(hcm)_{K=2/3} = (hc)_{K=2/3} - 2/3 \text{ ho (m)} \quad (4.7)$$

Comparando $(hcm)_{K=4/3}$ con $(hcm)_{K=2/3}$, tomamos la más pequeña como margen de la apertura del trayecto sobre las cumbres.

Cabe indicar que para nuestra ruta digital no hace falta calcular las alturas de las antenas en los diferentes trayectos, ya que como se ve en los diagramas de perfil, los tramos se pueden considerar libres de obstáculos en todo su recorrido, con excepción del tramo Bombolí - Atacazo, donde podría existir cierta dificultad pero con las alturas de las antenas indicadas en la figura 4.25., no existen problemas de bloqueo en el haz de microondas, además se puede realizar el enlace con torres relativamente pequeñas.

A continuación se presenta la tabla 4.4., con los datos correspondientes a los dos trayectos que presentan cumbres para el cálculo del radio de la primera zona de Fresnel y del margen de apertura.

Tabla 4.4.

Datos para cálculo de radios de Fresnel y margen de apertura

T r a y e c t o s

Bijagual - El Carmen Bomboli - Atacazo

Altura total 1 (m)	818	625
Altura total 2 (m)	288	3913
Altura del pico (m)	300	3000
Distancia total (Km)	47.8	64.9
Distancia ₁ (Km)	31.8	49.9
Distancia ₂ (Km)	16	15
Frecuencia (GHz)	5.0	5.0

Tabla 4.5.

Radio de Fresnel y margen de apertura de los trayectos

	T r a y e c t o s	
	Bijagual-El Carmen Bomboli - Atacazo	
Radio de la primera zona zona de Fresnel (m)	25.27	26.30
Margen de apertura del trayecto sobre las cumbres.	88.71	47.50

Aplicando las fórmulas correspondientes conseguimos los resultados expuestos en la tabla 4.5.

Podemos observar que no se presenta ningún obstáculo que obstruya el haz de microondas para los trayectos en consideración, ya que con el margen de apertura obtenido se garantiza la condición de trayecto libre.

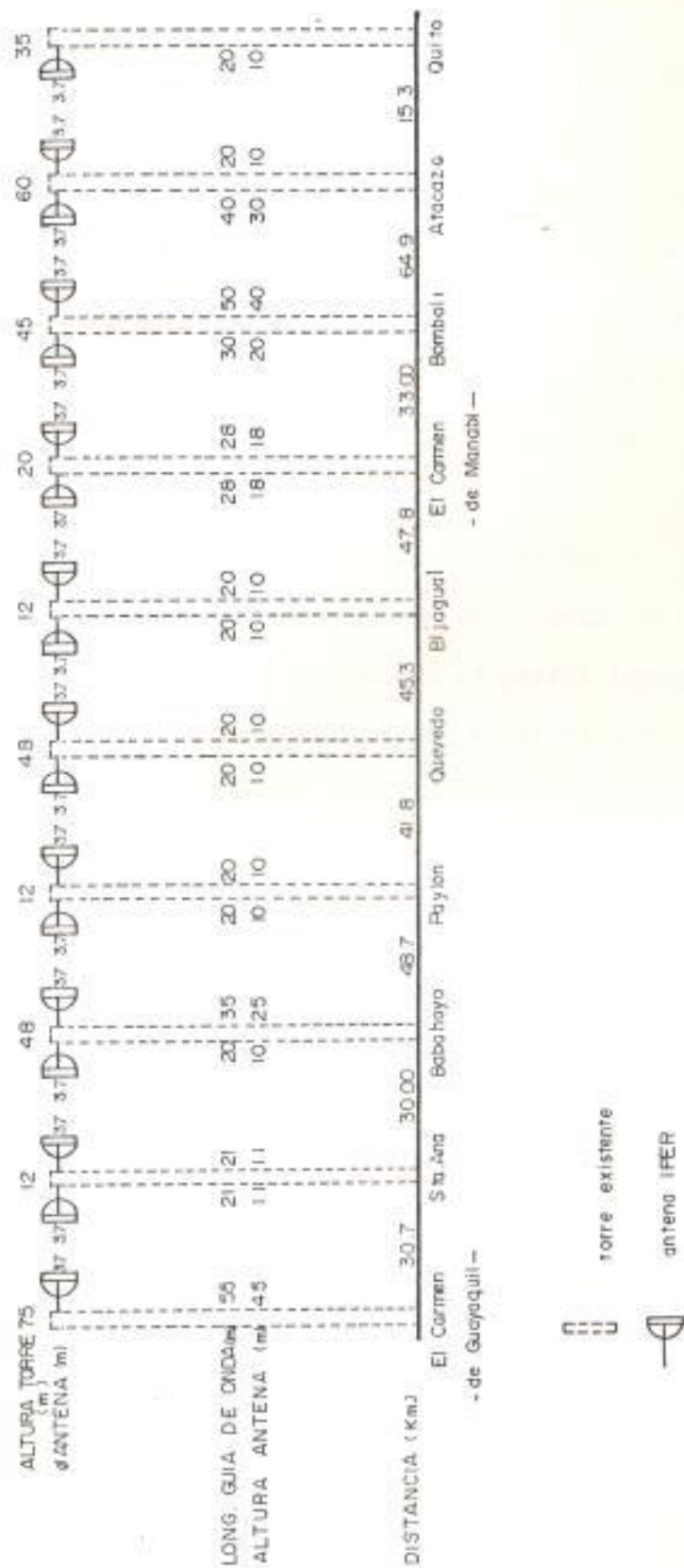


Figura 4.25.- Diagrama de torres y antenas.-

4.3.1.2. Estudio de la onda reflejada en caso de que no exista ninguna cumbre:

Aquí explicamos sobre la decisión del punto de reflexión y sobre los cálculos de la atenuación efectiva por reflexión y del retardo de tiempo para el caso en que no existe ninguna cumbre que bloquee a la onda reflejada.

- Decisión del punto de reflexión:

Se encuentra el lugar aproximado del punto de reflexión usando el perfil topográfico y el mapa. La distancia hasta el punto de reflexión (dr_1 , dr_2) se calcula como sigue:

$$a. \quad h_{10} = h_1 - h_r \text{ (m)} \quad (4.8)$$

$$h_{20} = h_2 - h_r \text{ (m)} \quad (4.9)$$

h_{10} , h_{20} = alturas de las estaciones transmisoras y receptoras sobre el nivel del punto de reflexión (m).

h_1 , h_2 = altura total de las estaciones transmisoras y receptora sobre el nivel del mar (m).

h_r = altura del punto de reflexión (m).

$$b. \quad c = \frac{h_{10} - h_{20}}{h_{10} + h_{20}} \quad (4.10)$$

$$m = \frac{1}{2} * \frac{1}{2Ka} * \frac{d^2}{h_{10} + h_{20}} \quad (4.11)$$

Donde:

d : longitud del tramo (Km)

K : 4/3

a : 6370 Km.

c. Usando la figura 4.26., encontramos el valor b mediante los valores c y m.

Sustituyendo b en la ecuación (4.12), se logra la distancia hasta el punto de reflexión.

En el gráfico 4.26., b y c tienen el mismo signo.

$$d_{r1} = d/2 (1 + b) \quad (\text{Km}) \quad (4.12)$$

$$d_{r2} = d - d_{r1} \quad (\text{Km}) \quad (4.13)$$

d_{r1} , d_{r2} = distancias hasta el punto de reflexión.

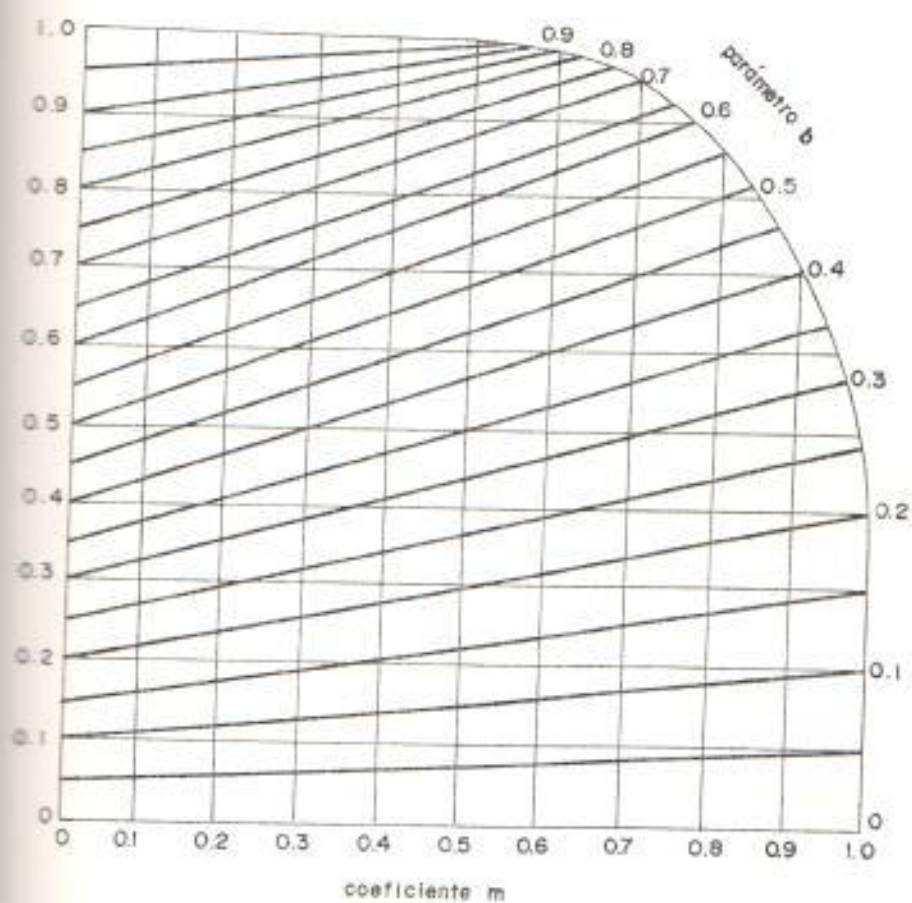


Figura 4.26.- Gráfico para hallar el parámetro b.-

d. Leemos la altura del punto de reflexión en el contrario por estos cálculos. Se compara con la altura usada en el cálculo h_r , si hay alguna diferencia entre ellos, se repite el cálculo hasta que la diferencia sea igual a cero.

A continuación se indican las ecuaciones para calcular los ángulos verticales de la onda directa (α_1, α_2) y de la onda reflejada (β_1, β_2):

$$\alpha_1 = -\left(\frac{h_{10} - h_{20}}{d} + \frac{d}{2Ka} \right) \text{ (mrad)} \quad (4.14)$$

$$\alpha_2 = -\left(\frac{h_{20} - h_{10}}{d} + \frac{d}{2Ka} \right) \text{ (mrad)} \quad (4.15)$$

$$\beta_1 = -\left(\frac{h_{10}}{d_{r1}} + \frac{d_{r1}}{2Ka} \right) \text{ (mrad)} \quad (4.16)$$

$$\beta_2 = -\left(\frac{h_{20}}{d_{r2}} + \frac{d_{r2}}{2Ka} \right) \text{ (mrad)} \quad (4.17)$$

Los ángulos incluidos entre la onda directa y la onda reflejada (θ_1, θ_2) se calculan como sigue :

$$\theta_1 = \alpha_1 - \beta_1 = \frac{h_{10}}{d_{r1}} - \frac{h_{10} - h_{20}}{d} - \frac{d_{r2}}{2Ka} \quad (\text{mrad})$$

(4.18)

$$\theta_2 = \alpha_2 - \beta_2 = \frac{h_{20}}{d_{r2}} - \frac{h_{20} - h_{10}}{d} - \frac{d_{r1}}{2Ka} \quad (\text{mrad})$$

(4.19)

Donde:

Las alturas están dadas en m. y las distancias en Km. (Ver figura 4.27.).-

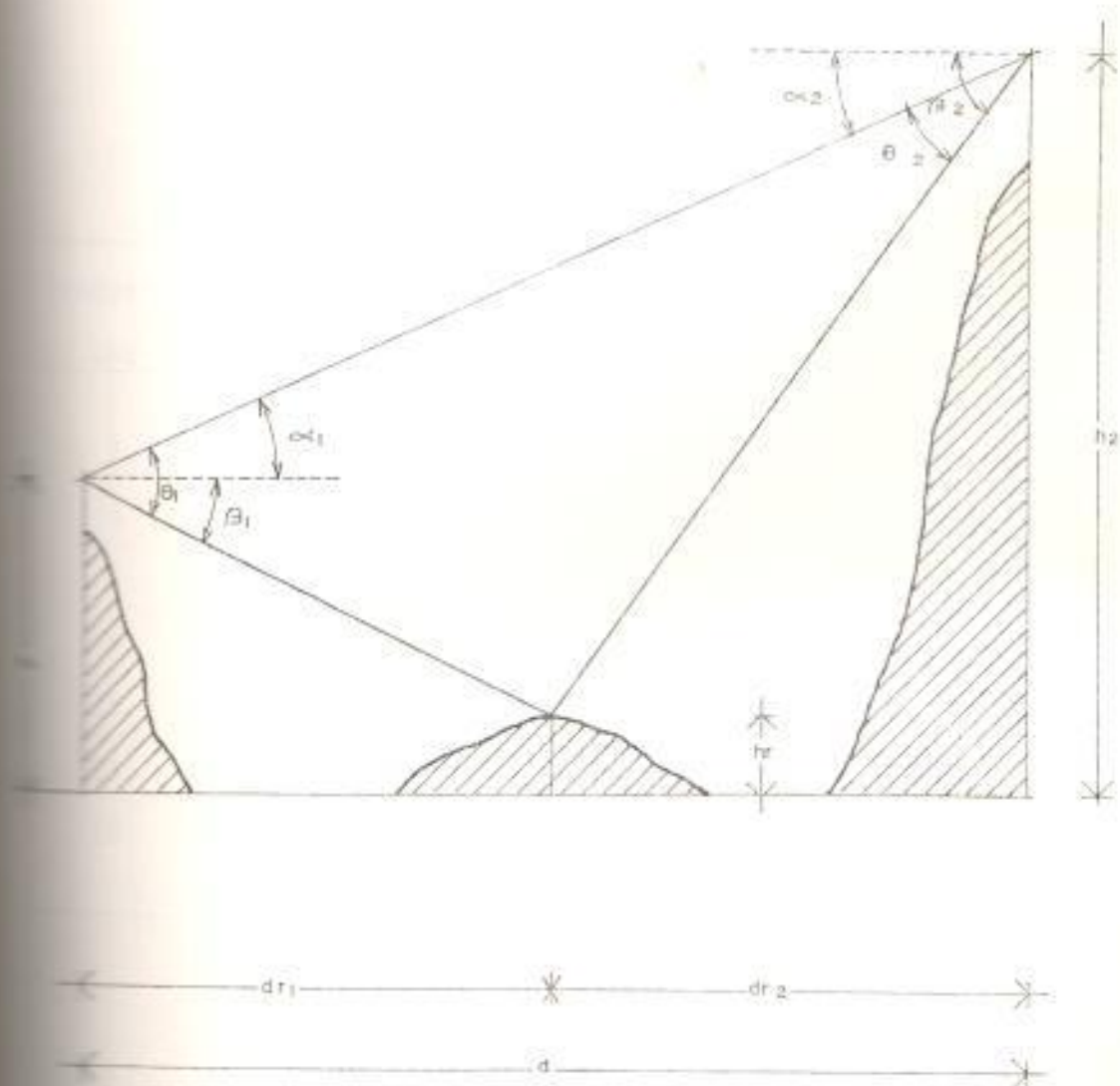


Figure 4.27.- Onda reflejada para el caso sin cumbre.-

- Atenuación por reflexión (L_r):

La magnitud de atenuación por reflexión se decide de acuerdo a la situación de la superficie terrestre alrededor del punto de reflexión usando la tabla 4.6.

Tabla 4.6.

Frecuencia GHz	Atenuación por reflexión (dB)			
	agua	arrozal	campo seco	ciudad montaña
2	0 (dB)	2 (dB)	4 (dB)	10 (dB)
4	0	2	6	14
5	0	2	6	14
6	0	2	6	14
11	0	2	8	16
15	0	2	8	16
20	0	2	8	16

La diferencia de atenuación entre la onda directa y la onda reflejada se llama atenuación efectiva por reflexión $(D/U)_r$ y se calcula por la ecuación (4.20).

$$(D/U)_r = D\theta_1 + D\theta_2 + L_r \quad (\text{dB}) \quad (4.20)$$

Donde:

$D\theta_1, D\theta_2$ = magnitudes de atenuación por direc
tividad de la antena que correspon
den a los ángulos incluidos entre
las ondas directa y reflejada.

La diferencia de longitud del trayecto de
propagación (s) y la del retardo de tiem
po (τ) entre la onda directa y la onda
reflejada se calculan como sigue:

$$h_{10}' = h_{10} - \frac{dr_1^2}{2Ka} \quad (m) \quad (4.21)$$

$$h_{20}' = h_{20} - \frac{dr_2^2}{2Ka} \quad (m) \quad (4.22)$$

$$s = \frac{2 \times h_{10}' \times h_{20}'}{d} \times 10^{-3} \quad (m) \quad (4.23)$$

$$\tau = \frac{s \times 10}{3} \quad (ns) \quad (4.24)$$

h_{10}', h_{20}' = alturas de las antenas de transmi-
sión y recepción sobre el nivel -
del punto de reflexión (m).

A continuación podremos apreciar la tabla #4.7., en la cual podremos observar los datos correspondientes para el cálculo del punto de reflexión de los trayectos sin cumbre.

Con las fórmulas presentadas y con las magnitudes de atenuación por directividad de la antena tomadas de la figura 4.28, - donde se muestra el patrón de irradiación de una antena IPER de 3.7 m., de diámetro (\emptyset), 5 GHz de frecuencia y 42.7 dB de ganancia, se procede a cálculos de atenuación efectiva por reflexión (D/U), de acuerdo a la ecuación 4.20.

datos para el cálculo del punto de reflexión

Trayectos	El Carmen (E)	Santa Ana	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Paytón	Paytón	Quevedo	Quevedo	Bridgual	El Carmen (M)	Bombol	Atacazo	Quito
Altura total 1 (m)	140	301	301	25	364.7	364.7	90	90	288	288	3893	3893	3893	3893
Altura total 2 (m)	301	10	10	364.7	90	90	818	818	605	605	2810	2810	2810	2810
Altura punto de reflexión (m)	2.6	0	0	8	30	30	86	86	279	279	2800	2800	2800	2800
Distancia total (km)	30.7	30	30	48.7	41.8	41.8	45.3	45.3	33	33	15.3	15.3	15.3	15.3

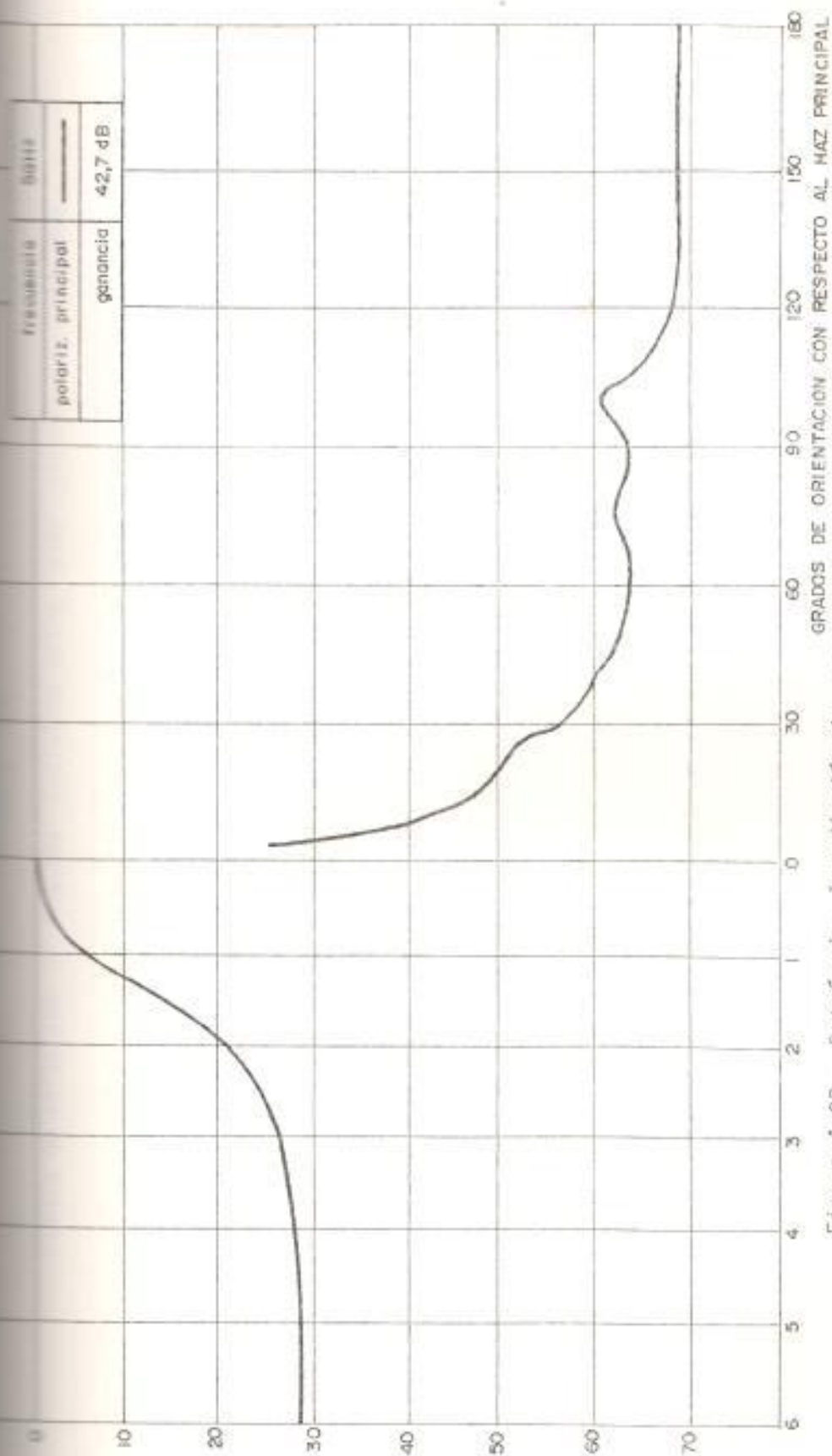


Figura 4.28.- Patrón de Irradiación de una antena IPER $\emptyset = 3.7m$ $f = 5$ GHz.

Puntos de reflexión y ángulos incluidos entre onda directa y reflejada

		T r a y e c t o s							
		El Carmen Sta. Ana	Santa Ana Babahoyo	Babahoyo Paylón	Paylón Quevedo	Quevedo Bisagua1	El Carmen Bomboli	Atacazo úto	
Coefficiente C		-0.3694	0.94	-0.90	0.69	-0.989	-0.9463	0.98	
Coefficiente m		0.0636	0.085	0.1866	0.1301	0.082	0.0956	0.01	
Coefficiente b		-0.35	0.93	-0.87	0.64	-0.95	-0.92	0.97	
Distancia al punto de reflexión dr ₁ (Km)		10.05	28.95	3.17	34.27	1.13	1.32	15.07	
Distancia del punto de reflexión al receptor dr ₂ (Km).		20.65	1.05	45.53	7.53	44.17	31.68	0.229	
Ángulos entre onda di recta y reflejada (°)	θ_1 θ_2	1.014 0.4938	0.0364 1.0	0.55 0.038	0.18 0.64	0.9748 0.0249	0.8343 0.035	0.09 6.496	

Tabla 4.9.

Atenuación efectiva por reflexión $(D/U)_r$

Clase de superficie en el punto de reflexión.....	I r a y e c t o s							
	El Carmen (Quil.) Santa Ana	Santa Ana Babanoyo	Babahoyo Paylón	Paylón Quevedo	Quevedo Bijagua	El Carmen (Manabí) Bombolf	Atacazo Quito	
L_r (dB)	6	2	6	0	0	0	14	
$D_{\theta 1}$ (dB)	5	0	1.28	2	4.2	3.12	26	
$D_{\theta 2}$ (dB)	0.7	5	0	0	0	0	0	
$(D/U)_r$ (dB)	11.7	7	7.28	2	4.2	3.12	39	

Tabla 4.10

Diferencia de la longitud del trayecto de propagación (s) y retardo de tiempo (τ)

l r a y e c t o s

	El Carmen (Guil). Santa Ana	Santa Ana Babahoyo	Babahoyo Paylón	Paylón Quevedo	Quevedo Bijagua	El Carmen (Manabí) Bombolf	Atacazo Quito
Diferencia de la longitud del trayecto de propaga- ción (s)(m).....	2.34	0.166	0.158	0.72	0.107	0.144	1.411
Retardo de tiempo (τ) (ns)	7.8	0.56	0.5	2.4	0.36	0.479	4.703

4.3.2. Decisión de la clase de antena a emplearse

Para decidir la clase de antena a emplearse, primero se elige provisionalmente una antena cuya ganancia es adecuada a la ganancia requerida del tramo de propagación contemplado.

Con la antena elegida estudiamos las interferencias si las magnitudes de las interferencias calculadas satisfacen los objetivos del circuito, decidimos emplear dicha antena.

La ganancia requerida se calcula con la ecuación 4.25.

$$G_t + G_r = P_{rs} + \Gamma_0 + L_f - P_t \quad (\text{dB}) \quad (4.25)$$

$(G_t + G_r)$ = ganancia total de las antenas de transmisión y recepción (dB).

P_{rs} = potencia patrón de recepción (dBm)

Γ_0 = pérdida de propagación en el espacio libre (dB)

L_f = atenuación en los alimentadores de transmisión y recepción (dB)

P_t = potencia de transmisión (dBm)

La pérdida de propagación en el espacio libre está definida como las pérdidas que se obtendrían en tre dos antenas isotrópicas en el espacio libre, donde no hay influencia de la tierra ni obstrucciones, en otras palabras donde no existe bloqueo, refracción, di fracción ni absorción.

$$l_0 = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} + 120 \text{ (dB)} \quad (4.26)$$

d = distancia en Km.

λ = longitud de onda en mm.

Con respecto a las pérdidas en los alimentadores, como se trabaja en la frecuencia de 5 GHz se utiliza guía de onda, en la figura 4.29., se presentó la atenuación para una guía de onda, en dicha figura usa mos la guía de onda WR187 que es la más conveniente en nuestro enlace.

Con respecto a los datos de la potencia de transmisión y de la potencia patrón de recepción se usan valores de posibles equipos que se pueden encontrar en el mercado para los fines específicos que necesitamos.

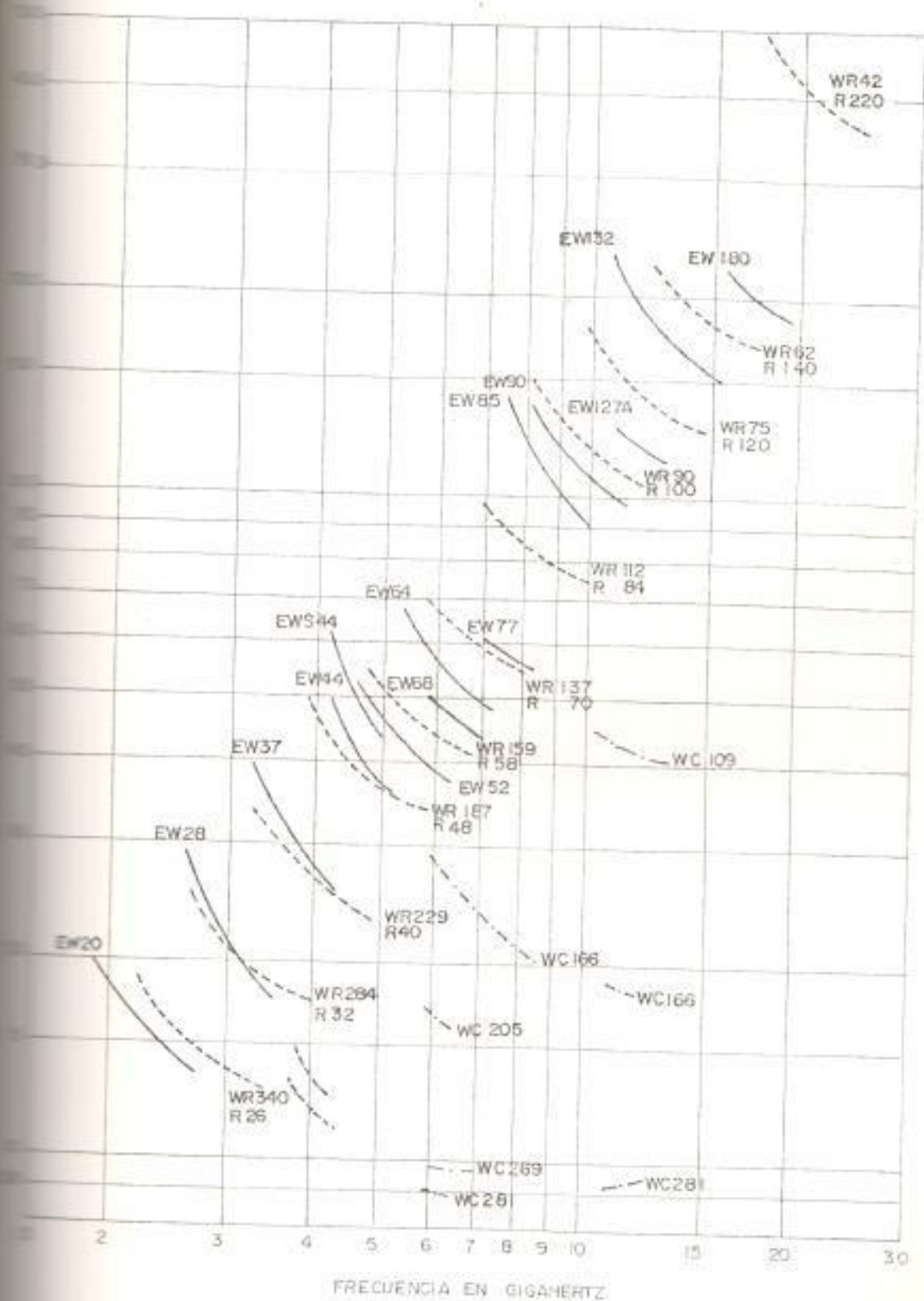


Figura 4.29.- Atenuación para una guía de onda con cobre de alta conductividad (VSWR = 1, TEMP = 24°C).-

Presentamos en la tabla 4.11., los datos correspondientes para el cálculo de las pérdidas en el espacio libre y de las ganancias requeridas de las antenas para cada tramo :(Ver en la página siguiente).

En la tabla 4.12., encontraremos las ganancias de antenas requeridas, pérdidas de propagación en el espacio libre y pérdidas en alimentadores (Ver en la página siguiente).

4.4. EVALUACION DE LA CALIDAD DEL CIRCUITO TOTAL DEL SISTEMA 16-QAM

La medida sobre la calidad del circuito se expresa por la BER en horas normales y la proporción de interrupción instantánea. En general esta última requiere condiciones más severas que la primera, entonces utilizando la proporción de interrupción instantánea, ejecutamos el diseño del circuito para el sistema 5L - D_1 .

4.4.1. Cálculo de la proporción de interrupción instantánea en un tramo

Dos factores principales que generan la interrupción instantánea en un tramo son :

- a. Debido a los desvanecimientos aumentan los ruidos gaussianos tales como ruido térmico y el ruido de interferencia por lo que se produce la interrupción instantánea.
- b. La señal de transmisión sufre la distorsión de la forma de onda (interferencia intersimbólica) debido al desvanecimiento selectivo en función de la frecuencia que se debe a ondas reflejadas por la tierra o el mar, lo que produce la interrupción instantánea.

En los circuitos reales de transmisión se generan los factores previamente mencionados con el efecto conjugado, por tanto la proporción conjugada resulta más grande que la sumada de las proporciones individuales de los casos (A) y (B).

La proporción de interrupción instantánea (P_i) en un tramo se calcula por la ecuación (4.27).

$$P_i = \begin{cases} P_R \cdot P_N \cdot K_S \cdot K_{FD} & (P_N \geq P_D) \\ P_R \cdot P_D \cdot K_S \cdot K_{FD} & (P_N < P_D) \end{cases} \quad (4.27)$$

En donde :

P_R : probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento del tipo Rayleigh.

P_N : proporción de interrupción instantánea debida a ruidos gaussianos durante desvanecimiento.

P_D : proporción de interrupción instantánea debida a la distorsión de la forma de onda durante desvanecimiento.

K_S : coeficiente de aumento debido a la superposición entre P_N y P_D .

K_{FD} : efecto de mejoramiento por la diversidad de frecuencia.

La probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento del tipo Rayleigh (p_R) está dado por la ecuación (4.28).

$$p_R = Q \cdot \left(\frac{f}{4}\right)^{1.2} (d)^{3.5} \quad (p_R \leq 0.3) \quad (4.28)$$

f : frecuencia (GHz)

d : longitud del trayecto (Km)

Q : coeficiente del trayecto de propagación (Ver tabla 4.13.).

Tabla 4.13.

Clasificación de trayectos de propagación

	Coeficiente de trayecto de propagación.	NOTA
Montaña	2.1×10^{-9}	
Camino	5.1×10^{-9}	$h > 100$ m
	$2.35 \times 10^{-8} \cdot (1/h)^{1/3}$	$h \leq 100$ m
Mar	$3.7 \times 10^{-7} \cdot (1/h)^{1/2}$	$h > 100$ m.
	$3.7 \times 10^{-6} \cdot (1/h)$	$h \leq 100$ m.

Donde:

$$h = \frac{1}{2} (h_1 + h_2)$$

h_1 : altura de antena de transmisión sobre el nivel del mar (m).

h_2 : altura de antena de recepción sobre el nivel del mar (m).

Para el tramo en que la atenuación efectiva por reflexión (D/U)_r es menor que 10 dB utilizamos la probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento del tipo Rayleigh equivalente P_{Re} en lugar de P_R . P_{Re} se indica en la figura 4.30. (Ver en la página siguiente).

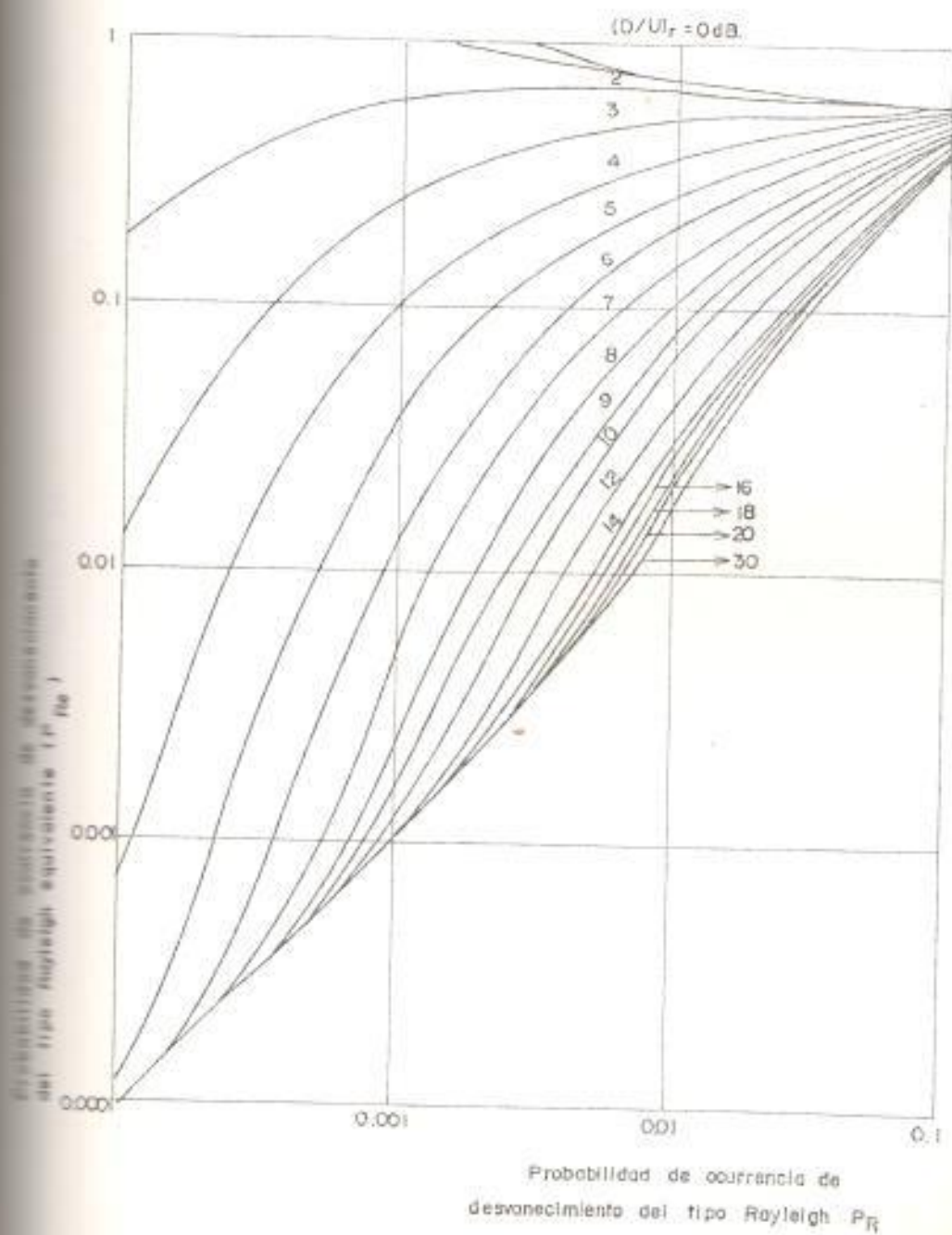


Figura 4.30.- Probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento del tipo Rayleigh equivalente (P_{Re}).

Probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento del tipo Rayleigh (P_R) y del tipo Rayleigh equivalente (P_{Re})

	El Carmen	Santa Ana	Babahoyo	Paylon	Quevedo	Bijagual	El Carmen	Bomboli	Atacazo
$P_R(f=4\text{GHz})$	8.18×10^{-4}	7.54×10^{-4}	4.11×10^{-3}	2.408×10^{-3}	1.314×10^{-3}	1.586×10^{-3}	4.34×10^{-4}	4.625×10^{-3}	2.942×10^{-5}
$P_R(f=5\text{ GHz})$	1.069×10^{-3}	9.86×10^{-4}	5.37×10^{-3}	3.148×10^{-3}	1.717×10^{-3}	2.073×10^{-3}	5.67×10^{-3}	6.045×10^{-3}	3.845×10^{-5}
P_{Re}	-	0.005	0.065	0.8	0.33	-	0.2	-	-

4.4.2. Cálculo de la proporción de interrupción instantánea debida a la distorsión de la forma de onda

Calculamos la proporción de interrupción instantánea debido a la distorsión de la forma de onda (P_D) - utilizando la probabilidad de ocurrencia de la dispersión de amplitud de primer orden dentro de la banda que genera la tasa de códigos erróneos de 10^{-4} .

(1) Proporción de interrupción instantánea para el caso sin diversidad de espacio.

$$P_D = P_{do} - K_{main} \quad (4.29)$$

P_{do} : proporción para el caso sin igualador adaptativo.

K_{main} : coeficiente de mejoramiento debido a igualador adaptativo para el caso sin diversidad de espacio.

Donde:

P_{do} : se expresa como sigue:

$$P_{do} = 1 + \frac{1 - Z_0}{\sqrt{(1+Z_0)^2 - 4\rho_{\Delta f}Z_0}} \quad (4.30)$$

$\rho_{\Delta f}$: coeficiente de correlación de frecuencia a la diferencia de 50 MHz (Ver en (3)).

Z_0 : dispersión de amplitud admisible dentro de la banda para el caso sin igualador adaptativo.

$$Z_0 = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{5k}\right)^2 & (0 \leq \tau \leq 10\text{ns}) \\ \left(1 + \frac{2}{k\tau}\right)^2 & (\tau > 10\text{ ns}) \end{cases}$$

Si la atenuación efectiva por reflexión $(D/U)_r > 30$ dB, $\tau = 0$.

k : coeficiente de la forma de onda (Ver tabla 4.16).

K_{main} se expresa como sigue:

$$K_{\text{main}} = \frac{1 + \frac{1 - Z}{\sqrt{(1+Z)^2 - 4\rho_{\Delta f} Z}}}{1 + \frac{1 - Z_0}{\sqrt{(1+Z_0)^2 - 4\rho_{\Delta f} Z_0}}} \quad (4.31)$$

Z : dispersión de amplitud admisible dentro de la banda para el caso con igualador adaptativo.

$$Z, Z_0 \left(1 + \frac{1}{5k} \right)^2 \quad (0 \leq \tau \leq 10\text{ns})$$

$$\left(1 + \frac{2}{k\tau} \right)^2 \quad (\tau > 10 \text{ ns})$$

Si la $(D/U)_r > 30 \text{ dB}$, $\tau = 0$

k : coeficiente de la forma de onda (ver tabla 4.16).

Tabla 4.16.

Coeficiente de la forma de onda

	EQL del tipo resonancia variable.	Tipo transversal + tipo resonancia variable.
k para Z	0.1	0.07
k para Z_0	0.3	

EQL = igualador adaptativo.

(2) Proporción de interrupción instantánea para el caso con diversidad de espacio.

$$P_D = P_{SD} + K_{SD} \quad (4.32)$$

P_{SD} : proporción para el caso sin igualador adaptativo.

K_{SD} : coeficiente de mejoramiento debido al igualador adaptativo para el caso con diversidad de espacio.

Pdo se expresa como sigue:

$$P_{SD} = \frac{3}{2} \left(1 + \frac{1 - Z_0}{\sqrt{(1 + Z_0)^2 - 4\rho_{MID} Z_0}} \right)^2$$

$$- \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1 - Z_0}{\sqrt{(1 + Z_0)^2 - 4\rho_{MID} Z_0}} \right)^3 \quad (4.33)$$

ρ_{MID} : coeficiente de correlación de frecuencia a la diferencia de 50 MHz (Ver (3)).

$$\left(1 + \frac{1}{5k} \right)^2 \quad (0 \leq \tau \leq 10\text{ns})$$

Zof

$$\left(1 + \frac{2}{k\tau} \right)^2 \quad (\tau > 10\text{ns})$$

Si $1a (D/U)r > 30$ dB, $\tau = 0$

k : coeficiente de la forma de onda (Ver tabla 4.17)

K_{SD} se expresa como sigue:

$$K_{SD} = \frac{\frac{3}{2} \left(1 + \frac{1-Z}{\sqrt{(1+Z)^2 - 4\rho_{MID} \cdot Z}} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1-Z}{\sqrt{(1+Z)^2 - 4\rho_{MID} \cdot Z}} \right)^2}{\frac{3}{2} \left(1 + \frac{1-Z_0}{\sqrt{(1+Z_0)^2 - 4\rho_{MID} \cdot Z_0}} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1-Z_0}{\sqrt{(1+Z_0)^2 - 4\rho_{MID} \cdot Z_0}} \right)^2}$$

(4.34)

$$Z, Z_0 = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{5k} \right)^2 & (0 \leq \tau \leq 10\text{ns}) \\ \left(1 + \frac{2}{k \tau} \right)^2 & (\tau > 10\text{ns}) \end{cases}$$

Si la $(D/U)_r > 30 \text{ dB}$, $\tau = 0$

k : coeficiente de la forma de onda (Ver tabla 4.17)

Tabla 4.17.

Coeficiente de la forma de onda (con SD)
 EQL del tipo de resonancia variable Tipo transversal tipo resonancia variable

para Z	0.15	0.08
para Z_0	0.3	

(3) Cálculo del coeficiente de correlación de la frecuencia (ρ_{df} , ρ_{MID}).

- Coeficiente para el caso sin diversidad de espacio ($\rho_{\Delta f}$)

Primero se calcula el coeficiente provisional $\rho'_{\Delta f}$ de la siguiente manera :

Para los modelos de trayecto de propagación (1) - (10).
Ver tabla 4.18.).

$$\begin{aligned} \rho'_{\Delta f} = & \frac{X^2 + Y^2 + Z^2 + XY \cos\left(\frac{2\pi\Delta f \bar{T}_1}{c}\right) \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi\Delta f \sigma \bar{T}_1}{c}\right)^2\right\}}{X^2 + Y^2 + Z^2 + XY + YZ + ZX} \\ & + \frac{XZ \cos\left(\frac{2\pi\Delta f \bar{T}_2}{c}\right) \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi\Delta f \sigma \bar{T}_2}{c}\right)^2\right\}}{X^2 + Y^2 + Z^2 + XY + YZ + ZX} \\ & + \frac{YZ \cos\left(\frac{2\pi\Delta f}{c}(\bar{T}_2 - \bar{T}_1)\right) \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi\Delta f}{c}\right)^2(\sigma \bar{T}_1^2 + \sigma \bar{T}_2^2)\right\}}{X^2 + Y^2 + Z^2 + XY + YZ + ZX} \end{aligned} \quad (4.35)$$

Para el modelo (11)

$$\begin{aligned} \rho_{\Delta f} = & \frac{Y^2 + Z^2 + Y \cos\left(\frac{2\pi\Delta f \bar{T}_1}{c}\right) \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi\Delta f \sigma \bar{T}_1}{c}\right)^2\right\}}{X^2 + Z^2 + Y + Z + YZ} \\ & + \frac{Z \cos\left(\frac{2\pi\Delta f \bar{T}_2}{c}\right) \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi\Delta f \sigma \bar{T}_2}{c}\right)^2\right\}}{X^2 + Z^2 + Y + Z + YZ} \\ & + \frac{YZ \cos\left(\frac{2\pi\Delta f}{c}(\bar{T}_1 - \bar{T}_2)\right) \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi\Delta f}{c}\right)^2(\sigma \bar{T}_1^2 + \sigma \bar{T}_2^2)\right\}}{X^2 + Z^2 + Y + Z + YZ} \end{aligned} \quad (4.36)$$

En donde:

$$X = \bar{\rho}_0^2 + \overline{\sigma\rho}_0^2$$

$$Y = \bar{\rho}_1^2 + \overline{\sigma\rho}_1^2$$

$$Z = \bar{\rho}_2^2 + \overline{\sigma\rho}_2^2$$

$\bar{\rho}_0$: valor promedio de la amplitud de la onda 1

$\bar{\rho}_1$: valor promedio de la amplitud de la onda 2

$\bar{\rho}_2$: valor promedio de la amplitud de la onda 3

\bar{T}_1 : valor promedio de la diferencia de longitud de trayecto entre la onda 1 y la onda 2 (cm).

\bar{T}_2 : valor promedio de la diferencia de longitud de trayecto entre la onda 1 y la onda 3 (cm).

$\overline{\sigma\rho}_0$: desviación típica de la amplitud de la onda 1

$\overline{\sigma\rho}_1$: desviación típica de la amplitud de la onda 2

$\overline{\sigma\rho}_2$: desviación típica de la amplitud de la onda 3

$\overline{\sigma T}_1$: desviación típica de la diferencia de longitud de trayecto entre la onda 1 y la onda 2 (cm).

$\overline{\sigma T}_2$: desviación típica de la diferencia de longitud de trayecto entre la onda 1 y la onda 3 (cm).

Δf : diferencia de frecuencia (MHz)

C : velocidad de la luz (30.000)

Los parámetros para los modelos 1 y 2 se indican en la tabla 4.19.

Clasificación de Trayectos de Propagación

Punto de reflexión regular	Trayecto de propagación	Cumbre	D/U de onda reflejada - regular	D/U de onda reflejada irregular	número de ondas involucradas.	Clases de ondas múltiples interferentes	Modelo de trayecto	
Tierra	Por encima de tierra		≥ 30 dB		2	onda de conducto	1	
			< 30 dB		3	onda de conducto onda reflejada regular	2	
	Por encima de tierra y mar		≥ 30 dB	≥ 30 dB		2	onda de conducto	3
				< 30 dB		3	onda de conducto reflejada irregular.	4
			< 30 dB	≥ 30 dB		3	onda de conjunto onda reflejada regular.	5
				< 30 dB		3	ondas reflejadas regular e irregular.	6

Continuación.... Tabla 4.18.-----

Punto de reflexión regular	Trayecto de propagación	Cumbre	D/U de onda reflejada regular	D/U de onda reflejada irregular	número de ondas involucradas	Clases de ondas múltiples interferentes.	Modelo de trayecto.
Mar	Por encima de mar	hay	≥ 30 dB	≥ 30 dB	2	onda de conducto	7
			< 30 dB	< 30 dB	3	onda de conducto onda reflejada irregular	8
	mar		< 30 dB	≥ 30 dB	3	onda de conducto onda difractada	9
			< 30 dB	< 30 dB	3	onda difractada onda reglejada irregular	10
			no hay			3	onda de conducto onda reflejada regular.

Tabla 4.19.

Formulas de cálculo para los parámetros de propagación de los modelos 1 y 2

Modelo	ONDA DIRECTA			ONDA DE CONDUCTO			ONDA REFLEJADA			
	$\bar{\rho}_0$	$\sigma \bar{\rho}_0$	$\bar{\rho}_1$	$\sigma \bar{\rho}_1$	$T_1(\text{cm})$	$\sigma T_1(\text{cm})$	$\bar{\rho}_2$	$\sigma \bar{\rho}_2$	$T_2(\text{cm})$	$\sigma T_2(\text{cm})$
1	1	0	0.9	0.15	0	$\frac{29.5x(P_{R4\text{GHz}})^{0.63}}{\sqrt{P_R}}$	0	0	0	0
2	1	0	0.9	0.15	0	$\frac{29.5x(P_{R4\text{GHz}})^{0.63}}{\sqrt{P_R}}$	$10^{-\frac{(D/U)}{20}}$	$0.131x\rho_2$	0.402	$30x + 71.3x \log \rho_2 - 87.7$

Entonces el coeficiente de correlación de la frecuencia para el caso sin diversidad de es pacio ($\rho_{\Delta f}$) se expresa por la ecuación (4.37).

$$\rho_{\Delta f} = -3.19(\rho'_{\Delta f})^2 + 7.37 \rho'_{\Delta f} - 3.18 \quad (4.37)$$

El coeficiente provisional para el caso con la diversidad de espacio se expresa por la siguien te ecuación.

$$\rho'_{MID} = 0.46277 \rho'_{\Delta f} + 0.53723 \quad (4.38)$$

El coeficiente de correlación de la frecuencia - para el caso con diversidad de espacio se expresa por la ecuación (4.39).

$$\rho_{MID} = -3.19 (\rho'_{MID})^2 + 7.37 \rho'_{MID} - 3.18 \quad (4.39)$$

En lo que se refiere a nuestro enlace Guayaquil Quito, se procederá a presentar cada tramo con el respectivo modelo que le corresponde.

(Ver en la siguiente página)

Trayecto: El Carmen (G) - Santa Ana	Modelo
Punto de reflexión: tierra	
Trayecto de propagación: encima de la tierra	2
D/U de la onda reflejada : 11.7 dB	
Trayecto Santa Ana - Babahoyo	
Punto de reflexión: tierra	2
Trayecto de propagación: encima de la tierra	
D/U de la onda reflejada: 7 dB	
Trayecto: Babahoyo - Paylon	
Punto de reflexión: tierra	2
Trayecto de propagación: encima de la tierra	
D/U de la onda reflejada: 7.28 dB	
Trayecto: Paylon - Quevedo	
Punto de reflexión: tierra	2
Trayecto de propagación: encima de la tierra	
D/U de la onda reflejada: 2 dB	
Trayecto: Quevedo - Bijagua]	
Punto de reflexión: tierra	2
Trayecto de propagación: encima de la tierra	
D/U de la onda reflejada: 4.2 dB	

Trayecto: Bijagual - El Carmen (M)
 Punto de reflexión: Tierra 1
 Trayecto de propagación: encima de la tierra
 D/U de la onda reflejada: ∞

Trayecto: El Carmen (M) - Bomboli 2
 Punto de reflexión: tierra
 Trayecto de propagación: encima de la tierra
 D/U de la onda reflejada: 3.12 dB

Trayecto : Bomboli - Atacazo
 Punto de reflexión: tierra 1
 Trayecto de propagación: encima de la tierra
 D/U de la onda reflejada : ∞

Trayecto: Atacazo - Quito
 Punto de reflexión: tierra 1
 Trayecto de propagación: encima de la tierra
 D/U de la onda reflejada: 39 dB

En la siguiente página podremos observar la tabla 4.20., la cual nos muestra los parámetros de propagación para los distintos tramos de nuestro enlace.

Parámetros de propagación en cada uno de los trayectos del enlace Guayaquil - Quito

Trayecto	El Carmen (g) Santa Ana	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Paytón	Paytón	Quedeo	Quedeo	Biñagual	Biñagual	El Carmen	El Carmen	Bombolt	Bombolt	Atacazo	Atacazo	Quito
Onda (1)																	
$\bar{\rho}_0$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
σ_{ρ_0}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{\rho}_1$	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9
σ_{ρ_1}	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15
$\bar{T}_1(\text{cm})$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\sigma_{T_1}(\text{cm})$	10.2416	10.1304	12.6344	11.7828	10.8931	11.1613	9.4330	12.8276	6.6466								
$\bar{\rho}_2$	0.26	0.447	0.4325	0.7943	0.6166	0	0.6982	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
σ_{ρ_2}	0.076	0.0948	0.0935	0.1194	0.1079	0	0.1134	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{T}_2(\text{cm})$	234	16.6725	15.822	122.5950	10.6980	0	14.3970	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\sigma_{T_2}(\text{cm})$	81.225	-0.5713	-2.1927	61.2081	-14.3107	0	-5.1152	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Onda (1) : onda directa

Onda (2) : onde de conducto

Onda (3) : onda reflejada

Tabla 4.22.

Coefficiente provisional ρ'_{MID} y coeficiente de correlación de la frecuencia ρ_{MID} para el caso con diversidad de espacio

ρ'_{MID}	0.96346	0.9982	0.9978	0.8970	0.9973	0.999	0.9978	0.9986	0.9996
($\Delta f = 50\text{MHz}$)									
ρ'_{MID}	0.9719	0.9942	0.9919	0.8195	0.9913	0.9967	0.9929	0.9956	0.9988
($\Delta f = 90\text{MHz}$)									
ρ_{MID}	0.9596	0.9982	0.9978	0.8642	0.9973	0.9990	0.9978	0.9986	0.9996
($\Delta f = 50\text{MHz}$)									

Proporción de interrupción instantánea para el caso sin diversidad de espacio t_0

τ (ns)	7.8	0.56	0.5	2.4	0.3566	0	0.4799	0	4.7
Zo	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78
Pdo	0.1375	6.77×10^{-3}	8.15×10^{-3}	0.3445×10^{-3}	10.4×10^{-3}	3.84×10^{-3}	8.32×10^{-3}	5.22×10^{-3}	1.4×10^{-3}
Z	9	9	9	9	9	9	9	9	9
Knein	0.1927	0.1618	0.1619	0.2669	0.1619	0.16193	0.16098	0.16193	0.16066
Pdo:Knein	2.649×10^{-2}	10.95×10^{-4}	13.19×10^{-4}	9.19×10^{-4}	16.84×10^{-4}	6.18×10^{-4}	13.47×10^{-4}	8.43×10^{-4}	2.25×10^{-4}

Tabla 4.24.

Proporción de interrupción instantánea para el caso con diversidad de espacio P_D

	El Carmen (G)	Santa Ana	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Paytón	Quevedo	Quevedo	BiJaqual	BiJaqual	El Carmen (M)	Bombolá	Bombolá	Atacazo	Atacazo	Atacazo	Quito	
Z_0	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	
P_{D0SD}	6.0×10^{-3}	1.5×10^{-5}	2.16×10^{-5}	2.16×10^{-5}	0.0443	3.3148×10^{-5}	4.5920×10^{-6}	2.207×10^{-5}	8.98×10^{-6}	7.369×10^{-7}								
Z	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	
K_{SD}	0.1148	0.0984	0.09995	0.1506	0.09998	0.1001	0.1036	0.09913	0.1001	0.1036	0.09913	0.1036	0.09913	0.1036	0.09913	0.1036	0.09913	
$P_{D0SD} \cdot K_{SD}$	6.93×10^{-4}	1.45×10^{-6}	2.16×10^{-6}	6.68×10^{-3}	3.31×10^{-6}	4.56×10^{-7}	2.21×10^{-6}	9.31×10^{-7}	2.21×10^{-6}	9.31×10^{-7}	2.21×10^{-6}	9.31×10^{-7}	2.21×10^{-6}	9.31×10^{-7}	2.21×10^{-6}	9.31×10^{-7}	2.21×10^{-6}	9.31×10^{-7}

4.4.3. Cálculo de la propoción de interrupción instantánea debida al ruido térmico y ruidos de interferencia

Los ruidos que degradan la calidad del circuito se clasifican en, los ruidos cuya relación portadora / ruidos (C/N) varía debido a desvanecimiento y los ruidos cuya C/N no varía sino que quede constante - durante desvanecimiento como se muestra en la tabla 4.25.

Tabla 4.25.

DIVERSOS COMPONENTES DE RUIDO	
Componentes variables.	Clase de ruido
	.ruido térmico α_1
	.interferencia entre canales adyacentes de otra polarización α_2
	.Interferencia entre transmisor y receptor..... α_3
	.Interferencia F/B - de recepción..... α_4
	.O/R α_5
Componentes constantes.	
	.Interferencia entre canales adyacentes de la misma polarización..... β_1
	.Interferencia por - eco..... β_2
	.F/B de transmisión. β_3

A continuación presentamos las tablas de la relación portadora/ruido para las diversas componentes de ruido, el fundamento teórico para dichos cálculos se presentó en el Capítulo III.

(Ver en la siguiente página)

La proporción de interrupción instantánea debido a estos ruidos (P_N) se calcula como sigue:

Proporción para el caso sin diversidad de espacio:

$$P_N = \alpha_{\text{MAIN}} \cdot 10^{-\frac{F_{\text{dm}}}{10}} \quad (4.40)$$

F_{dm} : margen límite de desvanecimiento para la señal de recepción de banda ancha (dB).

α_{MAIN} : coeficiente de aumento debido a la variación de la potencia de recepción a lo largo intervalo de tiempo para el caso sin diversidad de espacio.

- Cálculo de α_{MAIN}

$$\alpha_{\text{MAIN}} = 10^{-0.0228 + 0.0427\sigma - 0.00181\sigma^2 + 0.00467\sigma^3} \quad (4.41)$$

Donde:

$$\sigma = 0.75 \times \left(\frac{f}{4}\right)^{0.3} \cdot Q_d \cdot d^{0.9} \quad (4.42)$$

f = frecuencia (GHz)

d = longitud del tramo (Km)

Q_d = coeficiente del trayecto de propagación (Ver tabla 4.28)

Si $\alpha_{MAIN} > 20$, $\alpha_{MAIN} = 20$

Tabla 4.28.

VALOR DE Q_d

Altura promedio de trayecto de propagación (m)	Valor de Q_d		
	Montañas	Llanura	Mar
$h > 100m$	0.0544	0.068	$0.203 (1/h)^{0.13}$
$h \leq 100m$		$0.1(1/h)^{0.085}$	$0.37 (1/h)^{0.2}$

- Cálculo de F_{dm} :

En el sistema 5L-D₁ si la tasa de códigos erróneos excede de 10^{-4} (la C/N cae debajo de 21,5 dB), se produce la interrupción instantánea.

Durante el desvanecimiento la C/N varía conforme a su profundidad. Aquí definimos la profundidad de desvanecimiento, en que se genera la interrupción instantánea debida a ruidos, como margen límite de protección contra desvanecimientos (F_d).

Sin embargo, en general la señal de transmisión verdadera tiene una banda muy ancha, entonces al calcular la proporción de interrupción instantánea hay que saber el margen límite de protección contra desvanecimientos para la señal de recepción de banda ancha (F_{dm}).

F_{dm} se calcula por la ecuación (4.43).

$$F_{dm} = F_d(\text{dB}) + \eta_B(\text{dB}) \quad (4.43)$$

η_B : diferencia de la potencia de recepción durante desvanecimiento entre desvanecimiento de banda estrecha y desvanecimiento de banda ancha.

Donde:

η_B se expresa:

$$\eta_B = A_0(\lambda) + A_1(\lambda) \log P_S + A_2(\lambda)(\log P_S)^2 \quad (\text{dB}) \quad (4.44)$$

En donde :

$$A_0(\lambda) = -13.53 + 23.12\lambda - 11.78\lambda^2 + 2.2\lambda^3$$

$$A_1(\lambda) = 18.58 - 29.44\lambda + 12.82\lambda^2 - 1.95\lambda^3$$

$$A_2(\lambda) = -17.95 + 49.06\lambda - 49.84\lambda^2 + 22.45\lambda^3 - 3.73\lambda^4$$

$$\lambda = 1.76 + 0.239 \log \{1 - \rho \Delta f\} + 0.012x \{ \log \{1 - \rho \Delta f\} \}^2$$

$\rho \Delta f$: coeficiente de correlación de frecuencia (ver ecuación 4.37) $\Delta f = 50$ MHz.

P_S : objetivos sobre la proporción de interrupción instantánea durante desvanecimiento (en %). $4 \times 10^{-6} d/P_R$

d : longitud del tramo (Km)

Nota : el valor límite superior de η_B es de 8(dB)

- Cálculo de F_d (margen límite de desvanecimiento)

$$F_d = \alpha + 10 \log \left\{ 10^{\frac{-21.5}{10}} - 10^{\frac{-\beta}{10}} \right\} \quad (\text{dB}) \quad (4.45)$$

α : C/N de los ruidos variables en horas normales (dB)

$$\alpha = -10 \log \left\{ 10^{\frac{-\alpha_1}{10}} + 10^{\frac{-\alpha_2}{10}} + 10^{\frac{-\alpha_3}{10}} + 10^{\frac{-\alpha_4}{10}} + 10^{\frac{-\alpha_5}{10}} \right\}$$

(Ver tabla 4.26)

β : C/N de los ruidos constantes (dB) (Ver tabla 4.27).

Proporción para el caso con diversidad de espacio:

$$\frac{P_N}{SD} = \frac{\alpha_{SD}}{1-\rho} \times 10^{\frac{-F_{dm}}{5}} \quad (4.46)$$

Donde:

α_{SD} : coeficiente de aumento debido a la variación de la potencia de recepción a largo intervalo de tiempo para el caso con diversidad de espacio.

ρ : coeficiente de correlación espacial entre la antena principal y la subantena.

- Cálculo de α_{SD}

$$\alpha_{SD} = 10^{(-0.105 + 0.341\sigma - 0.201\sigma^2 + 0.0648\sigma^3)} \quad (4.47)$$

σ : ver ecuación (4.42)

$$\text{Si } \alpha_{SD} > 20, \alpha_{SD} = 20$$

- Cálculo de ρ

Cuando la atenuación efectiva por reflexión $(D/U)_r$ es menor que 10 dB se emplea la diversidad de espacio de medio paso y así la onda reflejada se suprime, además disminuye la proporción de interrupción instantánea.

Se calcula el coeficiente de correlación espacial (ρ), mediante la ecuación (4.48).

$$\rho = \exp\{-0.0021 \cdot \Delta h \cdot f \cdot \sqrt{0.4d + k^2 s^2 (1-k)} \times 10^4\} \quad (4.48)$$

d : longitud del tramo (Km)

s : diferencia de longitud del trayecto de propagación entre la onda directa y la onda reflejada (m).

- $k : \sqrt{r^2 / (r^2 + 1)}$
 $\frac{(D/U)r}{20}$
 $r : 10$
 $f : \text{frecuencia (GHz)}$
 $\Delta h : \text{distancia vertical entre antenas (m)}$

La distancia de separación entre las dos antenas es aproximadamente 200 veces la longitud de onda.

Si la $(D/U)r$ es mayor que 10 dB, la distancia vertical entre las dos antenas satisface la desigualdad (4.49), el coeficiente de correlación espacial ρ toma uno de los valores indicados en la tabla 4.29, conforme a la frecuencia usada:

$$\Delta h d > \frac{-1.1 \times 10^3 \log \rho}{f_x \sqrt{0.4d + k^2 s^2 (1 - k^2)} \times 10^4} \quad (\text{m}) \quad (4.49)$$

d, s, k, f : referirse a la ecuación (4.48)

En la siguiente página podremos apreciar la tabla 4.29., la cual nos indica la relación entre la frecuencia y el coeficiente de correlación espacial para el diseño.

Tabla 4.29.

Relación entre la frecuencia y el coeficiente de correlación espacial para el diseño ordinario

Frecuencia	2GH ₂	4GH ₂	5GH ₂	6GH ₂
f	2.2 GH ₂	4.0 GH ₂	4.7 GH ₂	6.0 GH ₂
ρ	0.6	0.5	0.5	0.4

- Cálculo de F_{dm}

$$F_{dm} = F_{d_{SD}} + \eta_{BSD} \text{ (dB)} \quad (4.50)$$

η_{BSD} : diferencia de potencia de recepción durante desvanecimiento entre desvanecimiento de banda estre-

cha y desvanecimiento de banda ancha.

- Cálculo de η_{BSD}

$$\eta_{BSD} = A_0(\lambda) + A_1(\lambda) \log P_{s_{SD}} + A_2(\lambda) (\log P_{s_{SD}})^2 \quad (\text{dB}) \quad (4.51)$$

Donde:

$A_0(\lambda)$, $A_1(\lambda)$, $A_2(\lambda)$ están dadas como en la ecuación - (4.44).

$$\lambda = 1.76 + 0.239 \log(1 - \rho_{MID}) + 0.012 \times (\log(1 - \rho_{MID}))^2$$

ρ_{MID} : coeficiente de correlación de frecuencia para el caso con diversidad de espacio (ver ecuación 4.39).

$$P_{s_{SD}} = 10^{-0.1 F_{ds}} \times 100 \quad (4.52)$$

$$F_{ds} = -5 \times \log \left(\frac{1 - \rho}{\alpha_{SD}} P_0 \right)$$

P_0 : objetivos sobre la proporción de interrupción instantánea durante desvanecimiento ($4 \times 10^{-8} x_d/P_R$).

α_{SD} : coeficiente de aumento debido a variación a largo intervalo de tiempo. (Ver ecuación 4.47).

ρ : coeficiente de correlación espacial.

Nota: el valor límite superior de n_{BSD} es 2.0 (dB)

- Cálculo de F_{dSD}

$$F_{\text{dSD}} = F_{\text{d}} + 1 \quad (\text{dB}) \quad (4.53)$$

F_{d} : margen límite de desvanecimiento (Ver ecuación 4.45)

A continuación las tablas correspondientes a cada uno de los cálculos anteriormente mencionados.

(Ver en la siguiente página)

Tabla 4.30

Cálculo de diferencia de potencia de recepción durante desvanecimiento entre desvanecimiento de banda estrecha y desvanecimiento de Banda ancha (η_B)

$\rho \Delta f$	0.9019	0.0061	0.9953	0.6218	0.9940	0.9978	0.9952	0.9970	0.9992
λ	1.5312	1.2539	1.2687	1.6612	1.2882	1.2096	1.2703	1.2334	1.1349
$A_0(\lambda)$	215.03	1.2761	1.3339	2.4543	1.4077	1.0938	1.3400	1.1935	0.7521
$A_1(\lambda)$	-3.4416	-2.0227	-2.1176	-3.8871	-2.2389	-1.7244	-2.1277	-1.8874	-1.1697
$A_2(\lambda)$	0.4090	1.8156	0.2514	0.5214	0.2617	0.2176	0.2522	0.2318	0.1628
$P_s(\%)$	0.1149	0.1217	0.0363	0.0531	0.1055	0.0922	0.2328	0.0429	1.5916
$\eta_B(\text{dB})$	5.7454	4.6454	4.9048	8.2575	3.8442	3.1122	2.7879	4.2081	0.5226

Tabla 4.31.

	Cálculo de Fd (margen límite de desvanecimiento)																
	El Carmen G	Santa Ana	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Paylón	Paylón	Quevedo	Quevedo	El Carmen M	El Carmen M	Bombolá	Bombolá	Atacazo	Atacazo	Atacazo	Quito
α_1 (dB)	61.29	62.76	58.04	58.04	59.92	59.22	58.464	61.3	54.244	68.645							
α_2 (dB)	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45	45
α_3 (dB)	54.24	54.44	50.23	50.23	51.56	50.86	50.4	53.60	47.73	60.89							
α_4 (dB)	67.53	73.17	67.12	67.12	69.7	69.756	60.66	75.314	55.339								
α_5 (dB)	-	-	94.813	94.813	-	-	103.3246	-	-	87.7303							
β_1 (dB)	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40
β_2 (dB)	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55	55
β_3 (dB)	-	69	68.45	68.45	69	69	69	69	69	69.74							
α (dB)	44.4	44.46	43.68	43.68	44.01	43.86	43.66	44.35	42.58	44.87							
Fd(dB)	22.84	22.9	22.12	22.12	22.45	22.3	22.10	22.79	21.02	23.31							
Fd(SD)	23.84	23.9	23.12	23.12	23.45	23.3	23.10	23.79	22.02	24.31							

Tabla 4.32.

Cálculo de coeficiente de correlación espacial entre la antena principal y la subantena (ρ) y distancia vertical entre antenas (Δh)

Trayectos	El Carmen	Santa Ana	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Paytón	Paytón	Quedeo	Quedeo	BiJaqual	El Carmen M	El Carmen M	Bombolá	Bombolá	Atacazo	Atacazo	Quito
$\Delta h(m)$			5.14	12	12	7.18	12	12				12					
$d(km)$			30	48.7	41.8	45.3						33					
r			0.447	0.4325	0.7943	0.6166						0.6982					
K			0.4081	0.3970	0.622	0.5248						0.5725					
$S(m)$			0.166	0.1582	0.72	0.1070						0.1440					
ρ			0.6821	0.3832	0.0108	0.4464						0.3802					
ρ	0.5									0.5			0.5				0.5
$d(km)$	30.7									47.8			64.9				15.3
r	0.26									0			0				0.0112
K	0.2516									0			0				0.0112
$S(m)$	2.34									-			-				1.411
$\Delta hd(m)$	1.16									15.1457			12.99				22.561

Tabla 4.33

Proporción de interrupción instantánea debido al ruido térmico y ruidos de interferencia (P_N) para el caso sin diversidad de espacio

	El Carmen G	Santa Ana	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Babahoyo	Paylón	Paylón	Quevedo	Quevedo	Bitágual	Bitágual	El Carmen M	El Carmen M	Bombolt	Bombolt	Atacazo	Atacazo	Quito
Fdm(ds)	28.59	27.55	27.02	30.70	26.14	25.21	25.58	25.23	23.83										
σ	1.19	1.164	1.801	1.569	1.3510	1.417	1.015	1.865	0.508										
σ_{MAIN}	1.08	1.076	1.190	1.192	1.104	1.115	1.056	1.203	0.998										
P_N	1.5×10^{-3}	1.9×10^{-3}	2.36×10^{-3}	9.72×10^{-4}	2.69×10^{-3}	3.36×10^{-3}	2.92×10^{-3}	3.61×10^{-3}	4.13×10^{-3}										

Tabla 4.34.

Cálculo de diferencia de potencia de recepción durante desvanecimiento entre desvanecimiento de banda estrecha y banda ancha, para el caso con diversidad de espacio (η_{BSD})

	El Carmen (g)	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Paylón	Paylón	Quevedo	Quevedo	BiJaqual	BiJaqual	El Carmen (M)	Bombolá	Bombolá	Atacazo	Atacazo	Quito
PMID	0.9596	0.9982	0.9978	0.8642	0.9973	0.9990	0.9978	0.9986	0.9996	0.9986	0.9978	0.9986	0.9986	0.9996	0.9986	0.9996
λ	1.4502	1.1944	1.2096	1.5618	1.2253	1.1510	1.2096	1.1757	1.0864	1.2253	1.2096	1.1757	1.1757	1.0864	1.1757	1.0864
$A_0(\lambda)$	1.9341	1.0279	1.0938	2.2259	1.1601	0.8296	1.0938	0.9443	0.5050	1.1601	1.0938	0.9443	0.9443	0.5050	0.9443	0.5050
$A_1(\lambda)$	-3.0997	-1.6169	-1.7244	-3.5573	-1.8326	-1.2949	-1.7244	-1.4809	-0.7730	-1.8326	-1.7244	-1.4809	-1.4809	-0.7730	-1.4809	-0.7730
$A_2(\lambda)$	0.3517	0.2078	0.1820	0.4334	0.2271	0.1763	0.2176	0.1950	0.1147	0.2271	0.2176	0.1950	0.1950	0.1147	0.1950	0.1147
P_0	0.0011	0.0012	0.0004	0.0005	0.0011	0.0009	0.0023	0.0004	0.0159	0.0011	0.0023	0.0004	0.0004	0.0159	0.0004	0.0159
F_{dS}	16.9256	18.1735	18.6665	17.4564	16.8201	17.5288	14.7388	19.7555	10.6204	16.8201	14.7388	19.7555	19.7555	10.6204	19.7555	10.6204
P_{SD}	2.0297	1.5230	1.3594	1.7964	2.0796	1.7664	3.3583	1.0580	8.6689	2.0796	3.3583	1.0580	1.0580	8.6689	1.0580	8.6689
η_{BSD}	1.0144	0.7394	0.8672	0.6003	0.5204	0.2468	0.9082	0.1190		0.5204	0.9082	0.1190	0.1190		0.1190	

4.4.4. Cálculo del coeficiente de aumento de la proporción de interrupción instantánea

La proporción de interrupción instantánea se determina tanto por la distorsión de la forma de onda como también por los ruidos (ruido térmico, ruidos de interferencia). La proporción P_D obtenida en la sección 4.4.2., es la proporción de interrupción instantánea producida por sólo la distorsión de la forma de onda (no existen ruidos), y también la proporción P_N obtenida en la sección 4.4.3., es la proporción de interrupción instantánea producida por los ruidos (no existe la distorsión de la forma de onda).

Sin embargo, en los circuitos de transmisión prácticos la señal de impulsos recibe influencias de los ruidos y de la distorsión de la forma de onda simultáneamente, entonces por el efecto conjugado de ellos la proporción de interrupción instantánea total resulta mayor que la suma sencilla de P_D y P_N . El coeficiente que nos indica tal aumento es el coeficiente de aumento (K_s). K_s se determina por la relación entre P_D y P_N , su característica se muestra en la figura 4.31., en la siguiente página.

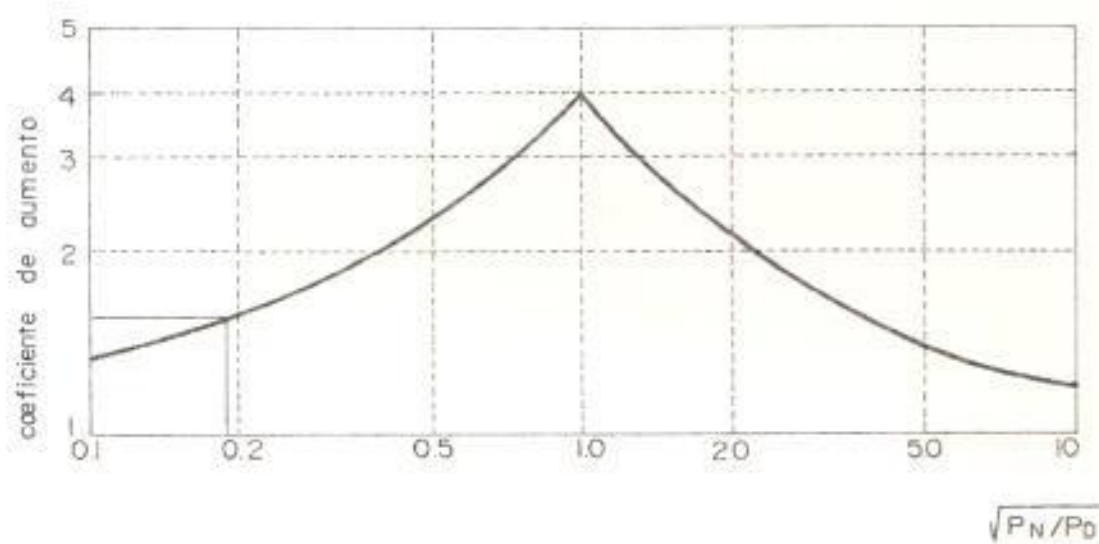


Figura N^o 4.31. Coeficiente de aumento de la proporción de interrupción Instantánea (K_s).-

Tabla 4.36
Cálculo de Ks

	El Carmen	Santa Ana	Santa Ana	Babahoyo	Babahoyo	Paytón	Paytón	Quedeo	Quedeo	Bijaqueal	El Carmen	B. Carmen	Bombolá	Bombolá	Atacazo	Atacazo	Quito
P_N	1.5×10^{-3}	1.9×10^{-3}	1.9×10^{-3}	2.36×10^{-3}	2.36×10^{-3}	9.72×10^{-4}	2.69×10^{-3}	2.69×10^{-3}	3.36×10^{-3}	3.36×10^{-3}	2.9×10^{-3}	2.9×10^{-3}	3.61×10^{-3}	3.61×10^{-3}	4.13×10^{-3}	4.13×10^{-3}	
P_D	0.137513	6.77 $\times 10^{-3}$	6.77 $\times 10^{-3}$	8.15 $\times 10^{-3}$	8.15 $\times 10^{-3}$	0.3445	10.4 $\times 10^{-3}$	10.4 $\times 10^{-3}$	3.84 $\times 10^{-3}$	3.84 $\times 10^{-3}$	8.32 $\times 10^{-3}$	8.32 $\times 10^{-3}$	5.22 $\times 10^{-3}$	5.22 $\times 10^{-3}$	1.401 $\times 10^{-3}$	1.401 $\times 10^{-3}$	
$\sqrt{P_N/P_D}$	0.1044	0.5298	0.5298	0.5381	0.5381	0.0531	0.5086	0.5086	0.9354	0.9354	0.5924	0.5924	0.8316	0.8316	1.717	1.717	
Ks	1.5	2.3	2.3	2.3	2.3	1.5	2.3	2.3	3.8	3.8	2.6	2.6	3	3	2.8	2.8	
Sin SD, con EQL																	
P_N	1.5×10^{-3}	1.9×10^{-3}	1.9×10^{-3}	2.36×10^{-3}	2.36×10^{-3}	9.72×10^{-4}	2.69×10^{-3}	2.69×10^{-3}	3.36×10^{-3}	3.36×10^{-3}	2.92×10^{-3}	2.92×10^{-3}	3.6×10^{-3}	3.6×10^{-3}	4.13×10^{-3}	4.13×10^{-3}	
P_D	2.6499×10^{-2}	10.954×10^{-4}	10.954×10^{-4}	13.1949×10^{-4}	13.1949×10^{-4}	9.195×10^{-2}	16.837×10^{-4}	16.837×10^{-4}	6.182×10^{-4}	6.182×10^{-4}	13.473×10^{-4}	13.473×10^{-4}	8.426×10^{-4}	8.426×10^{-4}	2.250×10^{-4}	2.250×10^{-4}	
$\sqrt{P_N/P_D}$	0.2379	1.3170	1.3170	1.3374	1.3374	0.1028	1.2640	1.2640	2.3314	2.3314	1.4922	1.4922	2.0698	2.0698	4.2837	4.2837	
Ks	1.8	3	3	3	3	1.5	3	3	2	2	2.7	2.7	2.2	2.2	1.6	1.6	
Sin SD, con EQL																	

continua.....

Viene... Tabla 4.36....

P_N	2.86×10^{-5}	6.11×10^{-5}	3.40×10^{-5}	1.70×10^{-5}	4.22×10^{-5}	5.44×10^{-5}	3.17×10^{-5}	9.27×10^{-5}	3.08×10^{-5}
P_D	6.04×10^{-3}	1.477×10^{-5}	2.16×10^{-5}	0.04425	3.315×10^{-5}	4.592×10^{-6}	2.207×10^{-5}	8.98×10^{-6}	7.369×10^{-7}
$\sqrt{P_N/P_D}$	6.88×10^{-2}	2.034	1.25	0.0196	1.13	3.4419	1.20	3.2129	6.4650
Ks	1.5	2.2	3	1.5	3.9	1.8	3.9	1.8	1.4

P_N	2.86×10^{-5}	6.11×10^{-5}	3.40×10^{-5}	1.70×10^{-5}	4.22×10^{-5}	5.44×10^{-5}	3.17×10^{-5}	9.27×10^{-5}	3.08×10^{-5}
P_D	6.935×10^{-4}	1.45×10^{-6}	2.159×10^{-6}	6.68×10^{-3}	3.314×10^{-6}	4.561×10^{-7}	2.21×10^{-6}	9.31×10^{-7}	7.305×10^{-8}
$\sqrt{P_N/P_D}$	0.2031	6.4914	3.97	0.0504	3.57	10.9218	3.79	9.9785	20.5336
Ks	1.7	1.4	1.7	1.5	1.8	1.3	1.8	1.3	1.3

con SD, con IQL

4.4.5. Cálculo del coeficiente de mejoramiento por la diversidad de frecuencia

En el sistema 5L D1 mediante la ecuación, se calcula el coeficiente de mejoramiento por el efecto de la diversidad de frecuencia. (Para el caso sin SD, $K_{FD} = 1$).

$$K_{FD} = \frac{1 + \frac{1 - Z_a}{\sqrt{(1 + Z_a)^2 - 4 \rho_a Z_a}}}{\frac{1 - Z}{\sqrt{(1 + Z)^2 - 4 \rho_{MID} Z}}}$$

En donde :

$$Z_a = Z^{9/5}$$

Z : dispersión de amplitud mínima dentro de la banda (ec. 4.34).

ρ_{MID} : coeficiente de correlación de frecuencia a la diferencia de 50 MHz (Ec. 4.39).

ρ_a : coeficiente de correlación de frecuencia a la diferencia de 90 MHz (Ec. 4.39).

Con todos los datos ya obtenidos y con la ecuación (4.27) podemos calcular la proporción de interrupción instantánea en cada tramo.

Tabla 4.37

Cálculo de coeficientes de mejoramiento por la diversidad de frecuencia

Trayectos	El Carmen (G)		Santa Ana		Santa Ana		Babahoyo		Babahoyo		Paylón		Paylón		Quevedo		Quevedo		Bijaguaí		Bijaguaí		El Carmen (M)		El Carmen (M)		Bombolá		Bombolá		Atacazo		Atacazo	
	Sin SD	KFD	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1			
			0.9596	0.9982	0.9978	0.8642	0.9973	0.999	0.9978	0.9967	0.9967	0.9973	0.999	0.9978	0.9986	0.9996	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988		
			0.97195	0.9942	0.9919	0.8195	0.9913	0.9967	0.9919	0.9913	0.9967	0.9913	0.9967	0.9956	0.9956	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988		
			0.9697	0.9942	0.9918	0.7174	0.9911	0.9967	0.9918	0.9911	0.9967	0.9911	0.9967	0.9956	0.9956	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988	0.9988		
	Z		2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78	2.78		
	Za		6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299	6.299		
	KFD		0.2075	0.8270	0.9639	0.6037	0.8502	0.857	0.9639	0.6037	0.8502	0.857	0.8337	0.8171	0.8171	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131	0.7131		
	Z		5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44	5.44		
	Za		21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1	21.1		
	KFD		0.1435	0.6053	0.750	0.4195	0.6053	0.6601	0.750	0.4195	0.6053	0.6601	0.6479	0.6479	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891	0.5891		

Trayecto :El Carmen (G) - Santa Ana:

	Sin SD, sin EQL	Sin SD con EQL	Con SD, sin EQL	con SD, con EQL
PR	1.07×10^{-3}	1.07×10^{-3}	1.07×10^{-3}	1.07×10^{-3}
P _N	1.5×10^{-3}	1.5×10^{-3}	2.86×10^{-5}	2.86×10^{-5}
PD	0.14	2.65×10^{-2}	6.04×10^{-3}	6.93×10^{-4}
Ks	1.5	1.8	1.5	1.7
K _{FD}	1	1	0.21	0.14
Pi	2.25×10^{-4}	5.10×10^{-5}	2.04×10^{-6}	1.76×10^{-7}

Pi objetiva: 1.23×10^{-6}

Trayecto : Santa Ana - Babahoyo:

PR	0.005	0.005	9.86×10^{-4}	9.86×10^{-4}
P _N	1.9×10^{-3}	1.9×10^{-3}	6.11×10^{-5}	6.11×10^{-5}
PD	6.77×10^{-3}	10.95×10^{-4}	1.48×10^{-5}	1.45×10^{-6}
Ks	2.3	3	2.2	1.4
K _{FD}	1	1	0.83	0.61
Pi	7.79×10^{-5}	2.85×10^{-5}	1.10×10^{-7}	5.14×10^{-8}

Pi objetiva: 1.20×10^{-6}

Trayecto: Babahoyo - Paylón:

	Sin SD, sin E L	Sin SD, con E L	Con SD, sin E L	Con SD, con E L
P_p	0.065	0.065	5.37×10^{-3}	5.37×10^{-3}
P_N	2.36×10^{-3}	2.36×10^{-3}	3.40×10^{-5}	3.40×10^{-5}
P_D	8.15×10^{-3}	13.19×10^{-4}	2.16×10^{-5}	2.16×10^{-6}
K_S	2.3	3	3	1.7
K_{FD}	1	1	0.96	0.73
P_i	1.22×10^{-3}	4.6×10^{-4}	5.26×10^{-7}	2.33×10^{-7}

 P_i objetiva: 1.95×10^{-6}

Trayecto Paylón - Quevedo

	Sin SD, sin E L	Sin SD, con E L	Con SD, sin E L	Con SD, con E L
P_R	0.8	0.8	3.15×10^{-3}	3.15×10^{-3}
P_N	9.72×10^{-4}	9.72×10^{-4}	1.70×10^{-5}	1.70×10^{-5}
P_D	0.3445	9.195×10^{-2}	0.04425	6.68×10^{-3}
K_S	1.5	1.5	1.5	1.5
K_{FD}	1	1	0.6037	0.4195
P_i	0.4134	0.1103	1.26×10^{-4}	1.32×10^{-5}

 P_i objetiva: 1.67×10^{-6}

Trayecto Quevedo - Bijagua1:

	Sin SD, sin EQL	Sin SD, con EQL	Con SD, sin EQL	Con SD, con EQL
P _R	0.33	0.33	1.72x10 ⁻³	1.72x10 ⁻³
P _N	2.69x10 ⁻³	2.69x10 ⁻³	4.22x10 ⁻⁵	4.22x10 ⁻⁵
P _D	10.4x10 ⁻³	16.84x10 ⁻⁴	3.3148x10 ⁻⁵	3.31x10 ⁻⁶
K _s	2.3	3	3.9	1.8
K _{FD}	1	1	0.85	0.605
P _i	7.9x10 ⁻³	2.7x10 ⁻³	2.4x10 ⁻⁷	7.90x10 ⁻⁸
P _i objetiva	:1.812 x 10 ⁻⁶			

Trayecto Bijagua1 - El Carmen (Manabí):

	Sin SD, sin EQL	Sin SD, con EQL	Con SD, sin EQL	Con SD, con EQL
P _R	2.1x10 ⁻³	2.1x10 ⁻³	2.1x10 ⁻³	2.1x10 ⁻³
P _N	3.36x10 ⁻³	3.36x10 ⁻³	5.44x10 ⁻⁵	5.44x10 ⁻⁵
P _D	3.84x10 ⁻³	6.18x10 ⁻⁴	4.59x10 ⁻⁶	4.56x10 ⁻⁷
K _s	3.8	2	1.8	1.3
K _{FD}	1	1	0.86	0.54
P _i	3.06x10 ⁻⁵	1.41x10 ⁻⁵	1.77x10 ⁻⁷	8.02x10 ⁻⁸
P _i objetiva	:1.912 x 10 ⁻⁶			

Trayecto El Carmen (Manabí) - Bombolón:

	Sin SD, sin EQL	Sin SD, con EQL	Con SD, sin EQL	Con SD, con EQL
P_R	0.2	0.2	5.67×10^{-4}	5.67×10^{-4}
P_N	2.92×10^{-3}	2.92×10^{-3}	3.17×10^{-5}	3.17×10^{-5}
P_D	8.32×10^{-3}	13.47×10^{-4}	2.21×10^{-5}	2.21×10^{-6}
K_S	2.6	2.7	3.9	1.8
K_{FD}	1	1	0.83	0.66
P_i	4.3×10^{-3}	1.6×10^{-3}	5.82×10^{-8}	2.13×10^{-8}

P_i objetiva : 1.32×10^{-6}

Trayecto Bombolón - Atacazo :

	Sin SD, sin EQL	Sin SD, con EQL	Con SD, sin EQL	Con SD, con EQL
P_R	6.04×10^{-3}	6.04×10^{-3}	6.04×10^{-3}	6.04×10^{-3}
P_N	3.61×10^{-3}	3.61×10^{-3}	9.27×10^{-5}	9.27×10^{-5}
P_D	5.22×10^{-3}	8.43×10^{-4}	8.98×10^{-6}	9.31×10^{-7}
K_S	3	2.2	1.8	1.3
K_{FD}	1	1	0.82	0.65
P_i	9.46×10^{-5}	4.8×10^{-5}	8.26×10^{-7}	4.37×10^{-7}

P_i objetiva : 2.60×10^{-6}

Trayecto Atacazo - Quito :

	Sin SD, sin EQL	Sin SD, con EQL	Con SD, sin EQL	Con SD, con EQL
P_R	3.845×10^{-5}	3.845×10^{-5}	3.845×10^{-5}	3.845×10^{-5}
P_N	4.13×10^{-3}	4.13×10^{-3}	3.08×10^{-5}	3.08×10^{-5}
P_D	1.40×10^{-3}	2.25×10^{-4}	7.37×10^{-7}	7.305×10^{-8}
K_S	2.8	1.6	1.4	1.3
K_{FD}	1	1	0.713	0.589
P_i	4.45×10^{-7}	2.54×10^{-7}	1.18×10^{-9}	9.07×10^{-10}

P_i objetiva: 6.12×10^{-7}

La calidad del circuito tiene que evaluarse para todo el circuito, por tanto tiene que ser satisfecha la siguiente inecuación :

$$\sum_{j=1}^n P_{ij} \leq \sum_{j=1}^n 4 \times 10^{-8} d_j$$

d_j : distancia de repetición en el j-ésimo tramo (Km)

n : número de tramos incluidos en el circuito

$$4 \times 10^{-8} d_{(Km)} \quad (P_i \text{ objetiva})$$

$$\sum_{j=1}^n P_{ij} = 1.43 \times 10^{-5}$$

$$4 \times 10^{-8} d_j = 1.4306 \times 10^{-5}$$

$$1.43 \times 10^{-5} \leq 1.4306 \times 10^{-5}$$

Conclusiones y Recomendaciones

Con el presente estudio se ha querido presentar las ventajas de una red digital de microondas sobre la tradicional analógica, en la actualidad Guayaquil y Quito han adquirido sus centrales digitales, por lo que resulta más conveniente desde el punto de vista económico como técnico el uso de un enlace de microondas también digital.

La ruta entre Guayaquil y Quito, integra a las ciudades de Bahoyo, Quevedo y Santo Domingo de los Colorados, aprovechando la infraestructura existente en cada una de ellas. Se realiza la ruta con el menor número de saltos y utiliza puntos de apoyo favorables.

El sistema es de gran capacidad con velocidad binaria bruta de 200 Mbit/seg., para éste tipo de sistema la técnica de modulación 16-QAM es interesante ya que se puede aumentar la eficacia del espectro, haciendo solamente un poco más complejo el equipo.

La razón principal para emplear métodos de modulación con mayor número de estados es que puesto que la velocidad de

símbolos para una velocidad binaria es reducida, también es reducida la anchura de banda ocupada por canal y, por consiguiente, una banda determinada puede contener una mayor velocidad de información, por consiguiente aumenta la eficacia de la utilización del espectro de una ruta considerada de forma aislada. Sin embargo, los sistemas de un número elevado de estados de la misma familia son más sensibles que los sistemas más sencillos a las imperfecciones y degradaciones de todo tipo, incluyendo la interferencia. Ello impone unas restricciones especiales de diseño e influye también en la utilización práctica del espectro. Hay que anotar que la modulación de fase y amplitud permite la utilización eficaz del espacio bidimensional de la señal y la 16-QAM rectangular es la de más fácil realización.

De los métodos de modulación cuyo número de niveles es igual a 16, como se vió en la tabla 1.1., cabe anotar que la QAM de asignación reticular da la tasa de códigos erróneos menor que la PSK.

En el diseño de los sistemas relevadores radioeléctricos digitales con modulación 16-QAM, la interferencia de los canales adyacentes con polarización cruzada puede ser uno de los factores principales para el cálculo de margen de desvanecimiento compuesto del sistema radioeléctrico. A medida que la discriminación por

polarización cruzada (XPD) de la antena se deteriora con el desvanecimiento, la interferencia antes mencionada puede convertirse en un factor crítico en el cálculo del valor del ruido del sistema radioeléctrico, para reducir los efectos de la interferencia de los canales adyacentes con polarización cruzada se necesita una XPD de la antena muy elevada, así en el sistema se usó $XPD = 38$ dB. En el diseño del sistema con modulación 16-QAM no es importante la interferencia procedente de los sistemas satélites que funcionan en bandas de frecuencias compartidas.

Se ha usado la diversidad de espacio (SD) para suprimir la onda reflejada y para disminuir la proporción de interrupción instantánea, de igual manera se ha usado el efecto de mejoramiento por la diversidad de frecuencia, y además el igualador adaptativo para aligerar la distorsión de la forma de onda.

La rigidez de las torres necesarias para soportar las antenas tendrá que ser suficiente para que la inclinación y torsión de las antenas sean mínimas.

Los desvanecimientos causados por la lluvia en la banda de 5GHz, son tan pequeños que no significan ningún problema, aún para tramos en que se aplica polarización horizontal.

Al sumar la proporción de interrupción instantánea (P_i) obtenida para cada tramo evaluamos la calidad de todo el circuito y obtu

vimos una $P_i = 1.43 \times 10^{-5}$ para un BER de 10^{-4} que cumple con los objetivos señalados.

Según la matriz de tráfico proyectado para el año 1.995, el tráfico que llega a Quito es de 1.459 erlangs y el que llega a Guayaquil es de 1.594 erlangs teniendo un flujo de tráfico en la ruta de 3053 erlangs lo que equivale a 3182 circuitos, en el año 2.000 el tráfico proyectado que llega a Quito es de 1500 erlangs y el que llega a Guayaquil es de 2000 erlangs lo que nos da un flujo de tráfico de 3500 erlangs que equivalen a 3636 circuitos, lo cual nos indica que en el año 2000 se puede utilizar un sistema (2 + 1). En el apéndice se presenta un programa para el cálculo del número de circuitos cuando se conoce el flujo de tráfico telefónico.

B I B L I O G R A F I A

1. ANDREW CORPORATION, Antenna Systems, Catalog 32, International edition, USA., 1983.
2. FEHER, Kamilo, Digital Communications: Microwave Applications, Prentice - Hall Inc.
3. FREEMAN, Roger L., Communication Systems.
4. Japan International Cooperation Agency, Transmisión Digital por Microondas.
5. Metzger K. - Valentin R., Equalization of two-path fading: an analysis for various digital modulation techniques.
6. Proakis, John G., Digital Communications.
7. CCIR, Característica de los sistemas relevadores. Radioeléctricos - Digitales, Ginebra, Informe 378 - 5, 1.986.